



David Manuel Cardoso Rodrigues

Licenciado em Ciências da Engenharia Electrotécnica e de
Computadores

Transreceptor de faixa larga baseado em impulso de rádio para sensor sem fios de curta distância implementado em tecnologia CMOS

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em
Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Orientador: João Pedro de Abreu Oliveira, Professor Doutor,
Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade Nova de
Lisboa

Júri:

Presidente: Professor Doutor João Francisco Alves Martins
Arguente: Professor Doutor Luís Augusto Bica Gomes de Oliveira
Vogal(ais): Professor Doutor João Pedro Abreu de Oliveira



FACULDADE DE
CIÊNCIAS E TECNOLOGIA
UNIVERSIDADE NOVA DE LISBOA

Março de 2013

Transreceptor de faixa larga baseado em impulso de rádio para sensor sem fios de curta distância implementado em tecnologia CMOS

Copyright© David Manuel Cardoso Rodrigues, FCT/UNL, UNL

A Faculdade de Ciências e Tecnologia e a Universidade Nova de Lisboa têm o direito, perpétuo e sem limites geográficos, de arquivar e publicar esta dissertação através de exemplares impressos reproduzidos em papel ou de forma digital, ou por qualquer outro meio conhecido ou que venha a ser inventado, e de a divulgar através de repositórios científicos e de admitir a sua cópia e distribuição com objectivos educacionais ou de investigação, não comerciais, desde que seja dado crédito ao autor e editor.

Agradecimentos

Finalizada esta etapa da minha vida, quero agradecer a todos os que contribuíram para o seu sucesso, à sua maneira e que sem os quais não estaria certamente aqui a escrever estas linhas, e que me impulsionaram para novos objectivos.

Ao Professor João Pedro Oliveira que me proporcionou todo o apoio incondicional, mesmo nos momentos em que tive maior trabalho, e me aconselhou sempre na melhor forma de atingir o objectivo proposto, mostrando sempre uma enorme disponibilidade. A ele o meu muito obrigado por tudo.

A todos os professores do Departamento de Engenharia Electrotécnica, que contribuíram para este finalizar de estudos, em especial a todos os professores da secção de Electrónica que me incutiram o gosto de querer saber mais e aprofundar os conhecimentos na área.

A todos os colegas que comigo partilharam imensas horas de estudo e de trabalho, e que de alguma maneira contribuíram para o meu sucesso e entre os quais ficaram boas e duradouras amizades, em especial o Daniel Estilista, o João Lourenço, o Diogo Inácio, o Rui Taborda e o Filipe Francisco. A todos eles o meu muito obrigado.

À minha entidade empregadora (EID – Empresa de Investigação e Desenvolvimento, S.A.) e colegas da UCN, em especial aos engenheiros Pedro Silva e Matos Luís, subdirector e director da UCN respectivamente, que apostaram em mim numa fase em que ainda estava a desenvolver a tese e que me proporcionaram todas as condições sempre que necessário algum assunto tratar da mesma.

Por fim, o maior e mais importante de todos os agradecimentos vai para os meus pais e avós, esses sim o grande pilar da minha vida, sem os quais muito dificilmente aqui teria chegado, que me apoiaram sempre nos bons e maus momentos e apesar de terem sido por vezes deixados para trás ao longo de determinados momentos da minha fase académica e em especial nesta fase final de conclusão de estudos sei que nunca deixaram de me apoiar e por isso lhes devo tudo e os adoro.

Obrigado a todos e mesmo os que não mencionei peço desculpa mas não são nem nunca serão esquecidos e também vos agradeço por tudo.

Um muito obrigado a todos.

(Esta página foi propositadamente deixada em branco)

Resumo

O rápido desenvolvimento da microtecnologia e microelectrónica tem vindo a contribuir de forma decisiva para uma crescente utilização de sensores, sejam eles com ou sem fios, o que permitirá interagir mais eficientemente com o meio envolvente, em consequência de mais e melhor medição e atuação.

Neste contexto, as redes de sensores sem fios (WSNs) estão a emergir como uma das grandes e mais importantes áreas das telecomunicações e aplicações de monitorização e controlo. Neste tipo de redes, os terminais remotos com sensores têm que operar em condições físicas diversas e obedecer a restrições no que toca a consumo de energia e factor de forma, e ao mesmo tempo providenciar automaticamente a sua geolocalização precisa. Por outro lado, todas estas características devem ser implementadas a custos reduzidos e do ponto de vista da sua autonomia energética, a mais prolongada possível. Em relação ao primeiro requisito, a implementação em tecnologia CMOS integrada permite reduzir substancialmente o custo. Para cumprir o último requisito, dado que este tipo de aplicação não requer taxas de transmissão muito elevadas, é possível optar por uma arquitectura simples baseada em impulso rádio através da transmissão de largura de banda muito grande (*ultra wide band* - UWB). Esta aproximação pretende responder à necessidade de se reduzir e otimizar o consumo energético associado às comunicações em radiofrequência.

Esta dissertação apresenta assim um sistema de UWB para transmissão e recepção de dados, a curta distância, projectado em tecnologia CMOS, focando a optimização dos índices de consumo energético.

Palavras-chave: comunicação *ultra wide band* (UWB), rede de sensores sem fios (WSNs), baixa transmissão de dados (LDR), comunicação em radiofrequência.

(Esta página foi propositadamente deixada em branco)

Abstract

The rapid development of microelectronics and microtechnology has contributed decisively to an increasing use of sensors, whether wired or wireless, which will interact more efficiently with the environment as a result of more and better measurement and performance.

In this context, wireless sensor networks (WSNs) are emerging as one of the greatest and most important areas of telecommunications and applications for monitoring and control. In this type of networks, remote terminals have sensors which operate under various physical and obeying restrictions with regard to energy consumption and form factor, while automatically providing a geolocation need. On the other hand, all these features need to be implemented at low costs and from the point of view of energy autonomy, the longer possible. Regarding the first requirement, the implementation in CMOS technology integrated enables substantially reduces the cost. To meet the latter requirement, since this application does not require very high data rates, you can opt for a simple architecture based on impulse radio by transmitting very large bandwidth (ultra wide band - UWB). This approach aims to address the need to reduce and optimize the energy consumption associated with radio communications.

This paper thus presents a UWB system for transmitting and receiving data, within walking distance, designed in CMOS technology, focusing on the optimization of energy consumption indexes.

Keywords: communication ultra wide band (UWB), wireless sensor networks (WSNs), low data rate (LDR), radio frequency communication.

(This page intentionally left blank)

Índice de Matérias

1 . Introdução	1
1.1 . Motivação.....	2
1.2 . Estrutura da dissertação	6
2 . Redes de Sensores sem Fios (WSN).....	7
2.1 Caracterização de uma rede de sensores sem fios	7
2.2 Topologias de Redes de Sensores sem Fios	10
2.3 <i>Standards</i> de Comunicação Rádio para rede de sensores.....	12
2.4 Eficiência energética em Redes de Sensores sem Fios.....	15
2.5 Comunicação de Curto Alcance	16
3. Comunicação UWB em Tecnologia CMOS.....	21
3.1 Breve Introdução da Comunicação UWB	21
3.2 Impulso Gaussiano	24
3.3 Métodos de Modulação UWB	26
3.3.1 PAM	26
3.3.2 PM	27
3.3.3 OOK	28
3.3.4 BPSK.....	28
3.3.5 DPSK.....	29
3.3.6 Modulação Ternária.....	29
3.4 Comunicação UWB baseado em pulso de curta duração	30
3.4.1 Sistema Coerente UWB.....	30
3.4.2 Sistema Não-Coerente UWB.....	31
4. Transreceptor UWB em tecnologia CMOS.....	35
4.1 Emissor UWB baseado em geração de pulsos e modulação OOK.....	36
4.1.1 Modulação de dados de entrada	37
4.1.2 Geração de pulsos.....	37
4.1.3 Amplificador de saída e formatação do impulso	39
4.2 Receptor UWB não coerente baseado em detecção de energia.....	40
4.2.1 Amplificador de baixo ruído	41
4.2.2 Bloco Quadrático.....	44
4.2.3 Integrador	49
4.2.4 Comparador.....	50
4.3 Antena UWB	51
4.3.1 Modelo Eléctrico da Antena UWB.....	53

5. Dimensionamento e Simulação de Transceiver UWB em Tecnologia CMOS 130nm	57
5.1 Emissor UWB.....	57
5.2 Receptor UWB	63
5.3 Simulação do Sistema Global.....	69
6. Conclusões e Trabalhos Futuros	71
7. Bibliografia	73
8. Anexos	77
8.1 Circuitos electrónicos em tecnologia CMOS	77
8.1.1 Transístor CMOS	77
8.1.2 Caracterização do transístor MOS.....	79
8.1.3 Desenho do Transístor NMOS e PMOS.....	81
8.1.4 Circuitos básicos com transístor MOS	82
8.1.5 Inversor CMOS	83
8.1.6 Porta Lógica NAND.....	85
8.1.7 Porta Lógica NOR	86
8.2 Arquitectura do emissor em CADENCE.....	87
8.3 Arquitectura do receptor em CADENCE	92
8.4 Arquitectura do sistema global UWB em CADENCE.....	94
8.5 Código MATLAB – Geração de Pulso Gaussiano.....	98

Índice de Figuras

Figura 1.1 – Convergência dos diversos segmentos de dispositivos.....	3
Figura 1.2 – Comparação entre os conceitos de sinal SS, NB e UWB.	4
Figura 1.3 – Cobertura das comunicações RF.....	5
Figura 2.1 – Diagrama de blocos funcional de uma rede de sensores sem fios.	8
Figura 2.3 – Topologia de Rede em Estrela.	10
Figura 2.4 – Topologia de Rede Ponto-a-Ponto.	11
Figura 2.5 – Topologia de Rede Híbrida Estrela – Ponto-a-Ponto.....	12
Figura 2.6 – Potência consumida numa resistência de um calibrador de tensão de 5000 Ω numa rede de sensores sem fios.	15
Figura 2.7 – Nó sensor com dispositivo de captação de energia.....	16
Figura 2.8 – Desenho de uma rede de sensores para o corpo humano, [2].	17
Figura 2.9 – Posição das tecnologias sem fios no mercado actual, [23].	18
Figura 2.10 – Ciclo de Vida face à entrada de produtos no mercado, [23].	18
Figura 2.11 – Migração do chipset para o componente SoC, [23].	19
Figura 2.12 – Os diversos passos para a integração SoC, [23].	20
Figura 3.1 – Máscara usada para os sinais UWB, de acordo com a FCC (USA).	22
Figura 3.2 – Pulso Gaussiano e Espectro de Frequência.	25
Figura 3.3 – Pulso Gaussiano monocíclico.	25
Figura 3.4 – Modulação PAM.	26
Figura 3.5 – Modulação PPM.	27
Figura 3.6 – Modulação OOK.	28
Figura 3.7 – Modulação BPSK.	28
Figura 3.8 – Modulação DPSK.	29
Figura 3.9 – Método de Modulação Ternária.....	29
Figura 3.10 – Arquitectura <i>front-end</i> de um <i>transceiver</i> de impulso UWB coerente.	30
Figura 3.11 – Arquitectura <i>front-end</i> de um <i>transceiver</i> de detecção de energia.	31
Figura 3.12 – Arquitectura <i>front-end</i> de um <i>transceiver</i> UWB de referência de transmissão (TR).	32
Figura 3.13 – Estrutura proposta do gerador de pulsos para transmissão UWB.	33
Figura 3.14 – Estrutura de modulação dos dados.....	33
Figura 3.15 – Estrutura do receptor não-coerente.	34
Figura 4.1 – Arquitectura Geral de um <i>transceiver</i> IR-UWB.	35
Figura 4.2 – Diagrama de Blocos de transmissão UWB.....	36
Figura 4.4 – Estrutura proposta do modulador OOK.	37
Figura 4.5 – Estrutura proposta do gerador de pulsos.....	38
Figura 4.6 – Andamento temporal representativo da geração de pulso.	38

Figura 4.7 – Amplificador de saída, [2].	39
Figura 4.8 – Estrutura do receptor não-coerente.	40
Figura 4.9 – Amplificador de Baixo Ruído (LNA), [22].	41
Figura 4.10 – Malha de adaptação de escada LC, [22].	42
Figura 4.11 – Rede de adaptação para a entrada do LNA, [22].	42
Figura 4.12 – Amplificador de Baixo Ruído UWB, [29].	43
Figura 4.13 – Símbolo geral do misturador.	45
Figura 4.14 – Misturadores Não-balanceado e Balanceado simples.	46
Figura 4.15 – Bloco Quadrático baseado num Misturador Balanceado de Gilbert.	47
Figura 4.16 – Bloco Quadrático, [5].	48
Figura 4.17 – Configuração do circuito de integração, [22].	49
Figura 4.18 – Circuito Comparador, [22].	50
Figura 4.19 – Processo de Comparação, [22].	51
Figura 4.20 – Antena como dispositivo de transição.	52
Figura 4.21 – Modelo da antena dipolo.	54
Figura 4.22 – Modelo eléctrico da antena dipolo.	54
Figura 4.23 – Canal de transmissão para emissão e recepção das antenas dipolos para sinais UWB.	55
Figura 5.1 – Gerador de Impulsos em tecnologia CMOS 130nm.	57
Figura 5.2 – Modulador de Dados.	58
Figura 5.3 – Modulação OOK.	59
Figura 5.4 – Resposta do Inversor ao sinal de entrada aplicado.	59
Figura 5.5 – Resposta Ascendente e Descendente do Inversor.	60
Figura 5.6 – Atraso proporcionado pela cadeia de inversores.	61
Figura 5.7 – Resultado do trem de pulsos gerados pelo gerador de pulsos.	62
Figura 5.8 – Pulso gerado.	62
Figura 5.9 – Amplificador de baixo ruído UWB simulado em tecnologia CMOS 130 nm.	63
Figura 5.10 – Resposta do bloco LNA a um sinal de baixa amplitude.	64
Figura 5.11 – Bloco quadrático simulado.	65
Figura 5.12 – Resposta do bloco quadrático a um sinal de baixa amplitude.	66
Figura 5.13 – Comparador simulado.	67
Figura 5.14 – Resultado à saída do receptor.	68
Figura 5.15 – Resultado da simulação do sistema global (1).	69
Figura 5.16 – Resultado de simulação do sistema global (2).	70
Figura 8.1 – Simbologia geralmente usada nos transístores NMOS e PMOS.	77
Figura 8.2 – Vista da secção em corte de um transístor NMOS, [24].	78
Figura 8.3 – Evolução da Corrente I_d face a V_{ds} , [24].	79
Figura 8.4 – Espelho de Corrente NMOS.	82

Figura 8.5 – Configuração <i>cascade</i> do espelho de corrente.....	83
Figura 8.6 – Inversor CMOS.....	83
Figura 8.7 – Modelos do <i>switch</i> do inversor CMOS.....	84
Figura 8.8 – Porta Lógica NAND.	85
Figura 8.9 – Porta Lógica NOR.	86
Figura 8.10 – Amplificador de seguimento.....	87
Figura 8.11 – Porta lógica AND.....	88
Figura 8.12 – Porta lógica NOR.....	89
Figura 8.13 – Cadeia de Inversores (<i>Delay</i>).....	90
Figura 8.14 – Porta lógica INV.	91
Figura 8.15 – LNA	92
Figura 8.16 – Quadrático.....	93
Figura 8.17 – Arquitectura Global do sistema UWB (<i>Zoom 1</i>).	94
Figura 8.18 - Arquitectura Global do sistema UWB (<i>Zoom 2</i>).....	95
Figura 8.19 - Arquitectura Global do sistema UWB (<i>Zoom 3</i>).....	96
Figura 8.20 - Arquitectura Global do sistema UWB (<i>Zoom 4</i>).....	97

(Esta página foi propositadamente deixada em branco)

Índice de Tabelas

Tabela 1.1 – Características e benefícios do UWB	5
Tabela 2.1 – Quadro comparativo de diferentes protocolos de comunicação.	14
Tabela 2.2 – Parâmetros típicos de protocolos sem fios.....	14
Tabela 3.1 – Emissão para interiores e exteriores regulamentadas pela FCC	22
Tabela 5.1 – Valores de W e L para Gerador de Impulsos e Modulador de Dados	58

(Esta página foi propositadamente deixada em branco)

Lista de Acrónimos

WSN – Redes de Sensores sem Fios (*Wireless Sensor Network*)

WPAN – Rede Pessoal sem Fios (*Wireless Personal Area Network*)

UWB – Comunicação *Ultra Wide Band*

IR-UWB – Impulso Rádio em Comunicação *Ultra Wide Band*

LDR – Baixa Transmissão de Dados (*Low Data Rate*)

RF – Radiofrequência

3G – Terceira Geração (*Third Generation*)

SoC – Sistema Implementado em Circuito Integrado (*System On a Chip*)

TR – Sistema de Transmissão de Referência (*Transmission Reference*)

LNA – Amplificador de Baixo Ruído (*Low Noise Amplifier*)

PA – Amplificador de Potência (*Power Amplifier*)

(Esta página foi propositadamente deixada em branco)

1 . Introdução

As redes de comunicações móveis estão em enorme crescendo desde os últimos anos passando pela tecnologia de 3ª geração (3G) até a tecnologia B3G (*Beyond 3G*), de forma a providenciar altas taxas de transmissão de dados, eficiência espectral, estabilidade, e aumento da qualidade de serviço. Actualmente podemos contar com a tecnologia de 4ª geração (LTE) sendo este um standard das telecomunicações no que toca a altas transferências de dados nas comunicações móveis e computadores. O principal objectivo passa por aumentar a capacidade e velocidade de redes sem fios usando novas técnicas de processamento digital de sinal e modulações desenvolvidas na última parte do milénio.

As redes de sensores sem fios (WSNs) baseadas no *standard* IEEE 802.11b com taxas de transferência de 11 Mbps tiveram um crescimento exponencial nos últimos anos como aplicação de uso doméstico. As redes de sensores sem fios IEEE 802.11a/g aumentaram a taxa de transferência em praticamente o quíntuplo face aos últimos anos, passando para uma velocidade de aproximadamente 54 Mbps. Actualmente, IEEE 802.11n encontra-se a desenvolver um *standard* para a próxima geração de redes de sensores sem fios que permitirá ter taxas de transferência de dados acima dos 100 Mbps [1].

As tecnologias de comunicação sem fios para curtas distâncias (*short range*) para conectividade no escritório, em casa noutro ambiente qualquer tem mostrado igualmente imenso interesse e crescimento nos últimos anos recentes. As WPANs baseadas no *standard* IEEE 802.15.3 irão proporcionar comunicações de alta taxa de transferência de dados ao longo de praticamente 10 metros de forma a suportar inclusive aplicações multimédia. Como tecnologias de comunicação nesta área temos o Bluetooth, o Zigbee e o *standard* IEEE 802.15.4 [1].

Recentemente, a comunicação rádio em *ultra wide band* encontra-se a emergir como uma das técnicas mais apelativas de transmissão para aplicações que requerem alta taxa de transmissão de dados ao longo de curtas distâncias ou baixa taxa de transmissão de dados para distância de médio e longo alcance. A tecnologia UWB encontra-se em crescendo uma vez que as condições que oferece são extremamente apelativas e como tal as mesmas baseiam-se na oferta de uma largura de banda que se pode usar sem estar licenciada, baixa potência em relação à densidade espectral, alta resolução *multipath* e uma enorme capacidade de acesso múltiplo. São estas qualidades que fazem da tecnologia UWB uma tecnologia atractiva do meio físico (PHY) para altas taxas de transmissão em WPANs e baixa transmissão para redes de sensores sem fios (WSNs) [1].

Nesta tese será então feito um estudo de um sistema UWB convencionalmente designado de “impulso rádio”, onde a informação é transmitida usando um trem de pulsos de curta duração, na escala dos nanosegundos e todo o desenho envolvido na concepção do emissor e receptor UWB de forma a minimizar custos e a oferecer uma baixa complexidade em termos de dimensionamento.

1.1. Motivação

Como aluno finalista do Mestrado Integrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores surgiu a oportunidade de fazer a minha Dissertação de Mestrado num tema relacionado com a comunicação ultra-wideband e sua aplicação em redes de sensores sem fios.

As comunicações sem fios e a sua conectividade ao mundo actual vieram despertar um novo modo de vida nas pessoas e preencher as mesmas com conveniências para os usuários de computação móvel. Os consumidores irão exigir a longo prazo as mesmas conveniências nas suas casas e torná-las assim como parte integrante do mundo digital, conectando assim os seus computadores pessoais, gravadores digitais, gravadores e leitores de MP3, câmaras digitais, televisões de alta definição (HDTV) e caixa de gravação (STBs), estações de jogos, agenda electrónica (por exemplo PDAs), e telemóveis conectados uns aos outros numa rede pessoal sem fios (WPAN) na própria casa [16].

Contudo, as tecnologias de redes sem fios LAN e WPAN não podem continuar por si só a fazer face às necessidades futuras em termos de conectividade à medida que o mercado de consumo de novos utilizadores na área de electrónica aumenta de forma exponencial e os equipamentos a usar precisam de cada vez mais largura de banda para operar. Uma nova tecnologia é necessária para ir ao encontro das necessidades das altas velocidades das WPANs [20].

Assim sendo, a tecnologia ultra-wideband (UWB) oferece a solução em termos de largura de banda, custo, consumo de potência, e requisitos de dimensão física para a próxima geração de consumidores de dispositivos electrónicos. UWB permite uma conexão sem fios de forma consistente em termos de taxa de transmissão de dados através de múltiplos dispositivos e computadores, tanto em casa como no escritório. Esta tecnologia emergente providencia a mais alta largura de banda que o vídeo digital e gravações de áudio requerem em casa.

Os benefícios do aumento de um estilo de vida mais móvel introduzido pelas tecnologias sem fios em telemóveis e computadores pessoais e portáteis resultaram numa grande exigência para os mesmos benefícios noutros bens electrónicos de consumo. Considerando o sem número de equipamentos que são usados em casa e a comunicação exigida entre eles leva a uma exigência de largura de banda cada vez maior no que toca a tecnologias sem fios e que por vezes não existe optimização suficiente para tal. Quando se pretende conectar múltiplos dispositivos electrónicos por parte do consumidor numa

rede de curto alcance, ou WPAN, uma tecnologia sem fios necessita de suportar múltiplas taxas de transmissão de dados, o consumo deve ser o mais reduzido possível, e a manutenção o mais baixo custo possível. Todas estas necessidades levam ao surgimento da tecnologia sem fios UWB e desenvolvimento em silício de aplicações para UWB oferecem uma solução alternativa.

Estando cada vez mais emergente o ambiente digital em casa, os diferentes dispositivos centram-se em três grandes categorias (**Figura 1.1**):

- PC e internet
- Electrónica de consumo e sistemas de difusão
- Dispositivos móveis

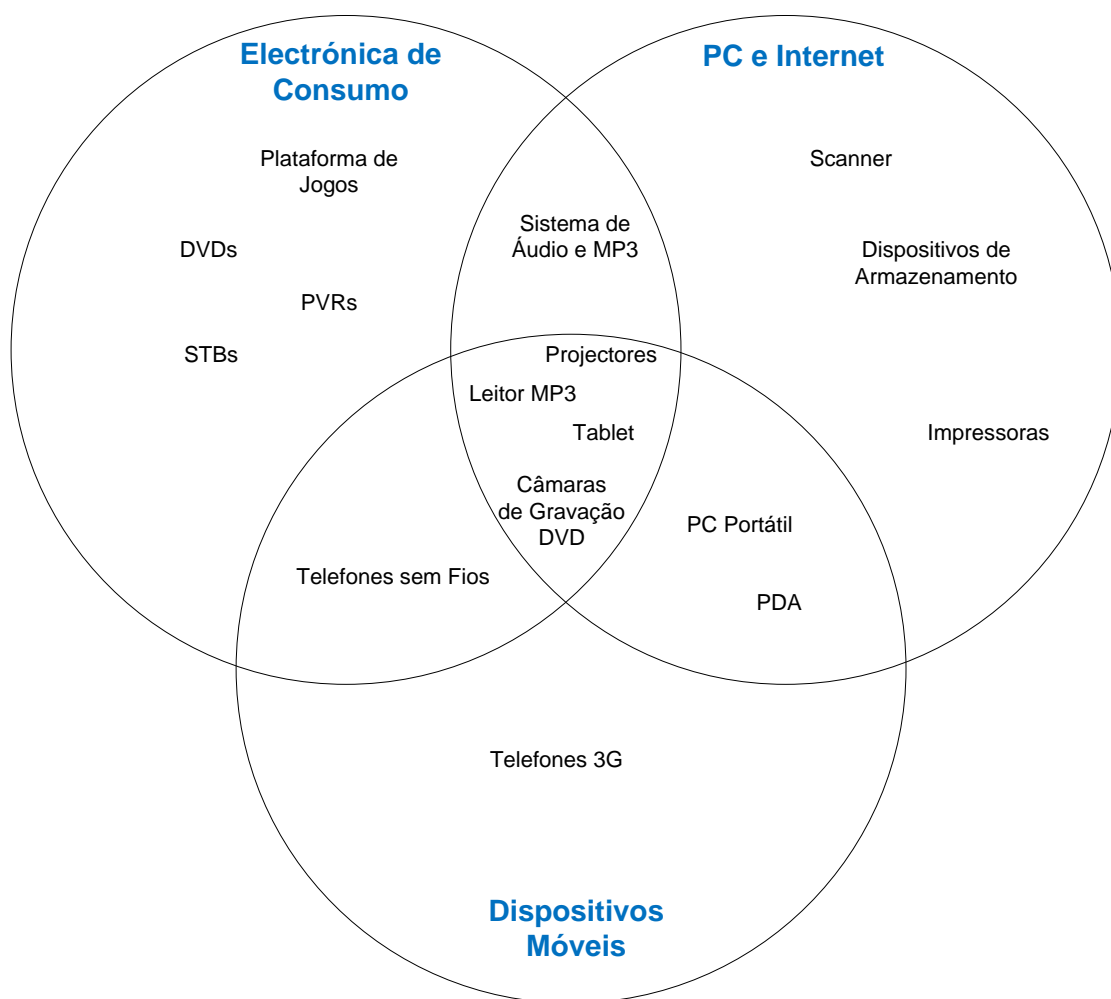


Figura 1.1 – Convergência dos diversos segmentos de dispositivos.

A nova geração de computadores, dispositivos electrónicos, e aplicações móveis vai exigir uma velocidade de conexão acima dos 1 Mbps que é usado na tecnologia Bluetooth, a qual é usada hoje em

dia para criar WPANs. Contudo muitos dispositivos não conseguem fazer face ao custo de manutenção e potência requerida pela alta taxa de velocidade de rádios 802.11 a/b/d para redes Wi-Fi.

Uma vez que o Wi-Fi é muito mais rápido que a tecnologia Bluetooth, este ainda não oferece performances suficientes de forma a efectivar a taxa de transmissão de múltiplos vídeos de alta qualidade. Assim sendo, o UWB oferece o requerido para a nova geração de convergência de dispositivos.

A comunicação UWB difere substancialmente da convencional frequência rádio (RF) de banda estreita (NB) e tecnologias de espectro de dispersão (SS), tais como o Bluetooth e o 802.11 a/b/g. UWB usa uma banda mais larga do espectro de RF para transmitir dados (**Figura 1.2**).

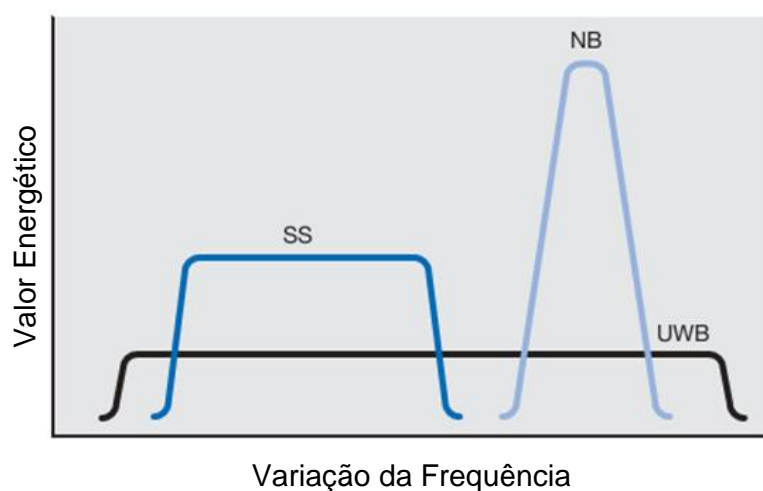


Figura 1.2 – Comparação entre os conceitos de sinal SS, NB e UWB.

Desta forma, UWB está mais habilitado a transmitir mais dados num dado período temporal do que qualquer outra tecnologia tradicional. A transmissão de dados potencialmente possível num dado link de RF é proporcional à largura de banda do canal e do logaritmo da relação sinal-ruído (lei de Shannon). UWB é único e usa uma nova gama de frequências recentemente legalizada no espectro de frequências. Os rádios USB podem operar em frequências dos 3.1 GHz até aos 10.6 GHz. Cada canal do rádio deve ter uma largura de banda acima dos 500 MHz, dependendo da sua frequência central. De forma a obter um sinal com uma largura de banda mais elevada, a FCC colocou em prática regras severas no que toca à potência usada para difusão. Assim sendo, a comunicação UWB pode fazer uso do facto de operar numa largura de banda mais ampla não emitindo energia suficiente de forma a ser notada como os dispositivos de banda mais estreita, como por exemplo dispositivos 802.11 a/b/g. Esta partilha de espectro permite aos dispositivos obter alto rendimento no que toca à taxa de transmissão de dados, mas mantendo sempre uma extrema proximidade [17] [18] [10].

Os requisitos de baixa potência na comunicação UWB, torna possível o desenvolvimento a custo efectivo de implementações CMOS ou rádios UWB. Com as características de baixa potência, baixo custo e altas transmissões de dados a um dado limite, a tecnologia UWB marca assim uma posição no mercado das comunicações como uma fonte para as WPAN de alta velocidade.

A tecnologia UWB ainda permite a reutilização do espectro, ou seja, um conjunto de equipamentos próximos podem comunicar no mesmo canal de transmissão de outros dispositivos situados numa divisão diferente.

Devido às limitações da tecnologia USB, a solução WPAN 802.11 é um excelente complemento para uma WPAN, servindo assim como *backbone* para transmissão de dados entre os vários ramos habitacionais.

Tabela 1.1 – Características e benefícios do UWB

Características	Benefícios
Rendimento	Velocidade e alta qualidade nas taxas de transferência
Baixo consumo de potência	Durabilidade da bateria para dispositivos portáteis
Desenvolvimento em silício	Baixo custo
Opção de conexão com fio	Conveniente e flexível

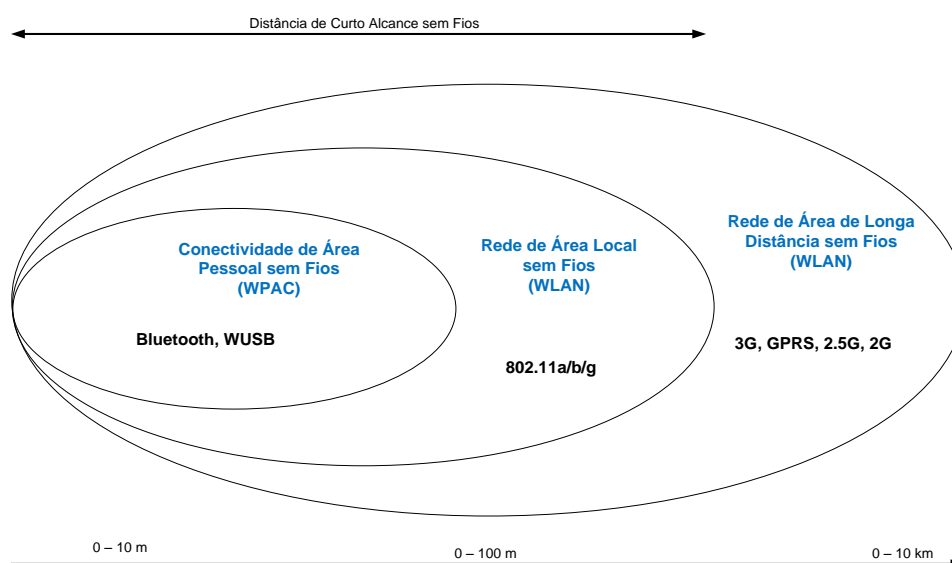


Figura 1.3 – Cobertura das comunicações RF.

Para a tecnologia UWB ser em definitivo a mais adoptada na solução rádio, algumas áreas chaves são necessárias de resolver, tais como:

- Interoperabilidade
- Facilidade de integração em produtos e certificação

- Solução geral para os custos
- Alocação global no espectro

Sendo assim, e dadas as potencialidades desta tecnologia, que poderá abrir novos caminhos no que toca a comunicação e utilização a baixo custo e baixo consumo, optei por este tema, de forma a também eu poder dar o meu contributo aos avanços na investigação e conhecimento em curso nesta área científica.

Sendo assim, o objectivo principal desta tese centra-se na implementação de um circuito UWB que possa permitir a comunicação no âmbito do *short-range* a baixas potências, podendo a sua utilização ser posteriormente aplicada em sensores biomédicos, na segurança ou até mesmo em comunicação entre diversos dispositivos [18].

1.2. Estrutura da dissertação

Esta dissertação divide-se em 6 capítulos, os quais serão de seguida introduzidos de forma breve e sucinta.

O presente capítulo enquadra-se na base teórica da dissertação, onde é apresentado uma breve contextualização em que o trabalho se centra assim como as motivações e objectivos do mesmo.

No capítulo 2 é feito um estudo teórico sobre as redes de sensores sem fios e o seu enquadramento na tecnologia UWB assim como estudos comparativos em termos de obtenção e uso de energia.

Ainda na base teórica apresenta-se o capítulo 3, onde é realizada uma caracterização em mais detalhe da tecnologia UWB e sua implementação em CMOS e que implicação causa quando passado para o contexto de sistemas totalmente integrados, SoC (*System on Chip*).

No capítulo 4 é apresentada a estrutura global do emissor e receptor UWB, assim como ao nível da transmissão final. São evidenciadas as características analógicas e critérios de dimensionamento. É feita uma breve referência à antena usada nas comunicações UWB e uma possível implementação futura.

No capítulo 5 são apresentadas as simulações do desenho em tecnologia CMOS 130nm do emissor e receptor UWB.

Por fim, no capítulo 6 são discutidos os resultados obtidos, bem como a perspectiva de realização de trabalhos futuros.

2 . Redes de Sensores sem Fios (WSN)

O rápido desenvolvimento da microelectrónica, micromecânica, óptica integrada e outras tecnologias motivaram e levaram ao desenvolvimento de vários tipos de sensores, podendo os mesmos ter capacidade de comunicação à distância com e sem fios, levando a medições e aquisições de dados de forma mais eficiente e flexível. Basicamente, um sensor é um dispositivo que responde a estímulos físicos, tais como a energia termal, a pressão, o magnetismo ou movimento, produzindo assim um sinal, normalmente eléctrico.

2.1 Caracterização de uma rede de sensores sem fios

Os terminais sensores remotos com capacidade de comunicação sem fios têm vantagens acrescidas pelo facto de não necessitarem de ligação física por cabo para transmitirem os dados recolhidos. Estes equipamentos permitem maior flexibilidade de instalação e podem facilmente ser reconfigurados, permitindo a monitorização à distância em locais geograficamente dispersos, e por isso deverão ter baixo consumo.

Para selecção de um sensor, as propriedades estáticas e dinâmicas devem ser tidas em conta durante a fase de desenvolvimento do sistema. Estas propriedades têm um papel preponderante na performance dos sensores e redes de sensores. As características estáticas de um sensor são definidas na forma como o sensor afecta a performance de medição e aquisição face às suas capacidades intrínsecas. Essas características são a precisão, o intervalo de erro, o período e os zeros, a resolução da medição, a sensibilidade (ganho), a repetibilidade, a saturação, a histerese e a linearidade [19].

Por outro lado, as características dinâmicas de um sensor são definidas como a capacidade do mesmo em lidar com as súbitas mudanças da grandeza objeto de medição, refletindo-se no tempo resposta que este apresenta [7].

Na **Figura 2.1**, é ilustrado um diagrama de blocos de uma rede de sensores sem fios para monitoração. As unidades sensoriais (SUs) não têm apenas o respectivo transdutor para monitorar o dispositivo eléctrico, também têm o módulo de transreceptor RF para comunicar com a unidade de controlo central (CCU). A comunicação de dados na rede sem fios deve seguir um dos vários protocolos standard existente.

Os módulos sensores podem dispor de um ou mais transreceptores rádio o que lhe permite utilizar diferentes frequências rádio para estabelecimento da comunicação remota com a estação base. A reconfigurabilidade que o caracteriza é efetuada através de *software* e a sua capacidade de medição estende-se desde a intensidade de força até à temperatura ou o movimento, entre muitos outros. As

tarefas realizadas por estes incluem não só a medição e aquisição de dados, como também aceder e validar a informação e tomar decisões face à conjectura de dados apresentados.

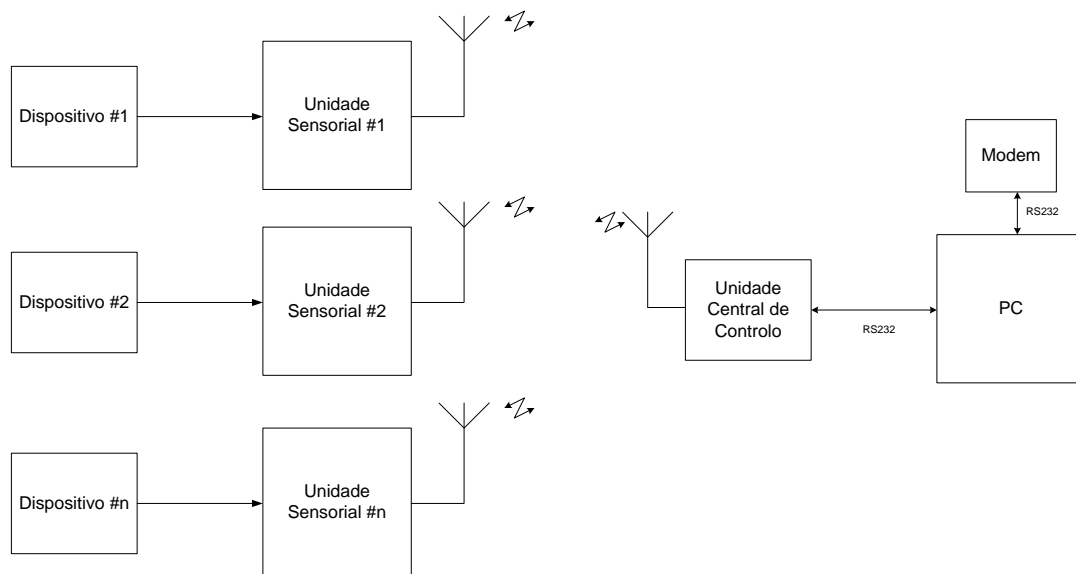


Figura 2.1 – Diagrama de blocos funcional de uma rede de sensores sem fios.

Para medir e monitorar actividades físicas e não-físicas numa área remota, vários tipos de sensores sem fios são geralmente agrupados numa rede. À parte dos nós sensores em si, a rede poderá incorporar repetidores com o objectivo de aumentar a área de cobertura. A rede deve ainda incorporar unidades processadoras para análise de dados.

A rede de sensores utiliza dispositivos pequenos e de baixo consumo para efectuar as tarefas a que se destina. As restrições impostas pelos custos e tamanho deste tipo de redes resultam em restrições a serem exercidas nos recursos, como por exemplo, a energia, a memória, a velocidade computacional e a largura de banda.

Na Figura 2.2 é ilustrada uma rede típica de sensores sem fios. Consiste numa Rede de Aquisição de Dados (DAN) e uma Rede de Distribuição de Dados (DDN).



Figura 2.2 – Exemplo de Rede de Sensores sem Fios, [16].

Na Rede de Aquisição de Dados, os dados recolhidos pelos sensores são transmitidos, usando o canal de rádio-frequência, para a Estação Base de Controllo (BSC), que por sua vez está conectada ao Centro de Gestão usando conexão com ou sem fios. Algum pré-processamento de dados é por vezes efectuado na estação base o que para, uma pequena e simples rede de sensores, é geralmente um microprocessador ou microcontrolador. A restante rede é monitorada e controlada pelo Centro de Gestão sendo o mesmo equipado com grande capacidade de armazenamento e recursos computacionais para levar a cabo a análise dos dados e sua apresentação [16].

A Estação Base, tal como mostra a Figura 2.2, providencia um *gateway* para a Rede de Distribuição de Dados. Na distribuição de dados dentro da Rede de Distribuição de Dados, vários tipos de técnicas de transmissão podem ser usadas, como por exemplo, o Wi-Fi, Bluetooth e redes celulares (CDMA/GSM). Por sua vez, os dados devem ser distribuídos, de forma remota, a PCs/*Notebooks*, PDAs e telemóveis [16] [18].

2.2 Topologias de Redes de Sensores sem Fios

De seguida serão abordadas algumas topologias aplicadas a redes de sensores sem fios.

Rede estruturada em Estrela

A rede em estrela (ver Figura 2.3) é uma topologia de comunicação onde uma estação base única pode enviar e/ou receber uma mensagem de um dado número de nós remotos. Esses nós apenas podem enviar ou receber uma mensagem de uma única estação base, não lhes sendo permitido enviar mensagens entre si. A principal vantagem desta topologia para redes de sensores sem fios está na simplicidade.

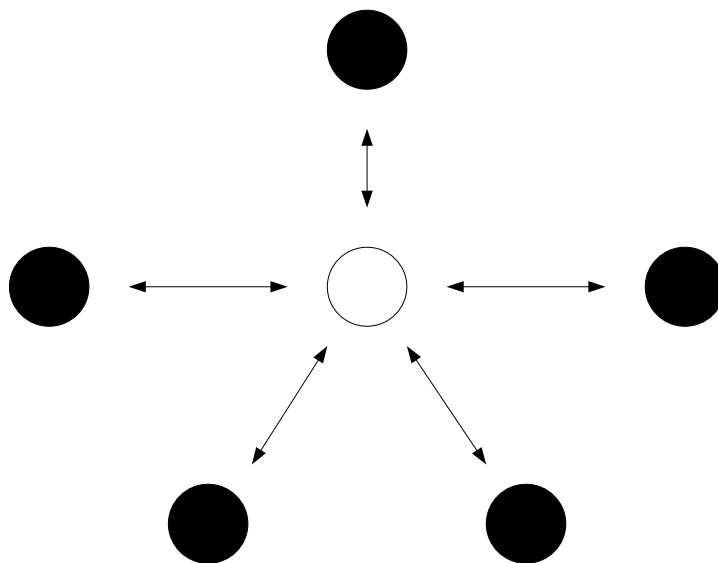


Figura 2.3 – Topologia de Rede em Estrela.

Também permite a baixa latência de comunicação entre nós e a estação base. A desvantagem prende-se com o facto de a estação base ter que estar dentro da gama de transmissão rádio de todos os nós individuais envolvidos e não é tão robusta quando comparada com outras redes dada a sua dependência de um nó central para gerir toda a rede [18].

Rede Ponto-a-Ponto

A rede ponto-a-ponto (ver Figura 2.4) permite a qualquer nó na rede a capacidade de transmitir para qualquer outro nó da rede que esteja dentro do seu raio de cobertura rádio. Permite assim a comunicação multi-salto (*multihop*), ou seja, se um nó pretende enviar uma mensagem para outro nó que se encontra fora do seu alcance, este pode usar um nó intermediário para direccionar a mensagem para o nó desejado.

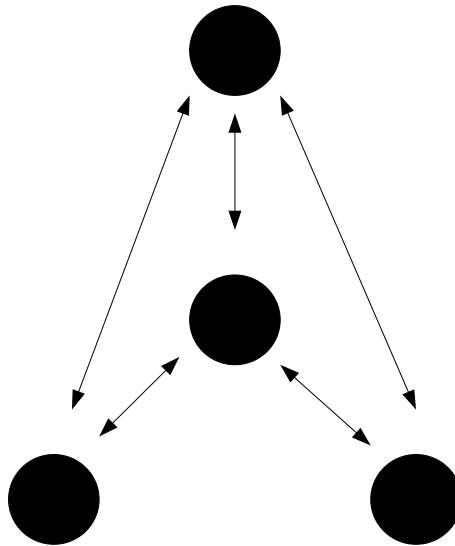


Figura 2.4 – Topologia de Rede Ponto-a-Ponto.

Esta topologia tem a vantagem de ser redundante e escalável. Se um nó individual falhar, um nó remoto pode continuar a comunicar com outro nó na gama de transmissão, que por sua vez pode assim redireccionar a mensagem ao local de destino pretendido. Temos ainda que a cobertura global da rede não é necessariamente limitada ao alcance máximo de cada nó, podendo ser aumentada sendo que para isso basta adicionar mais nós ao sistema.

A desvantagem prende-se com o facto que à medida que o número de saltos na comunicação aumenta, o tempo de entrega da mensagem também aumenta. Por outro lado o consumo dos nós que implementam a comunicação *multihop* é geralmente superior quando comparado com os nós sem essa capacidade [18].

Rede Híbrida Estrela – Ponto-a-Ponto

A rede híbrida entre uma rede ponto-a-ponto e uma rede em estrela (ver Figura 2.5) providencia uma rede robusta e versátil em termos de comunicações, mantendo ao mesmo tempo a capacidade de manter os nós da rede de sensores sem fios a níveis baixos de consumo. Nesta topologia, os nós sensoriais de baixa potência não são ativados com a capacidade de direccionar mensagens. Contudo, os outros nós da rede são activados com capacidade *multihop*, e passam a desempenhar as funções de agregação local e de roteador de mensagens entre áreas. Esta estrutura é que permite a melhor optimização do ponto de vista da eficiência energética da rede [18].

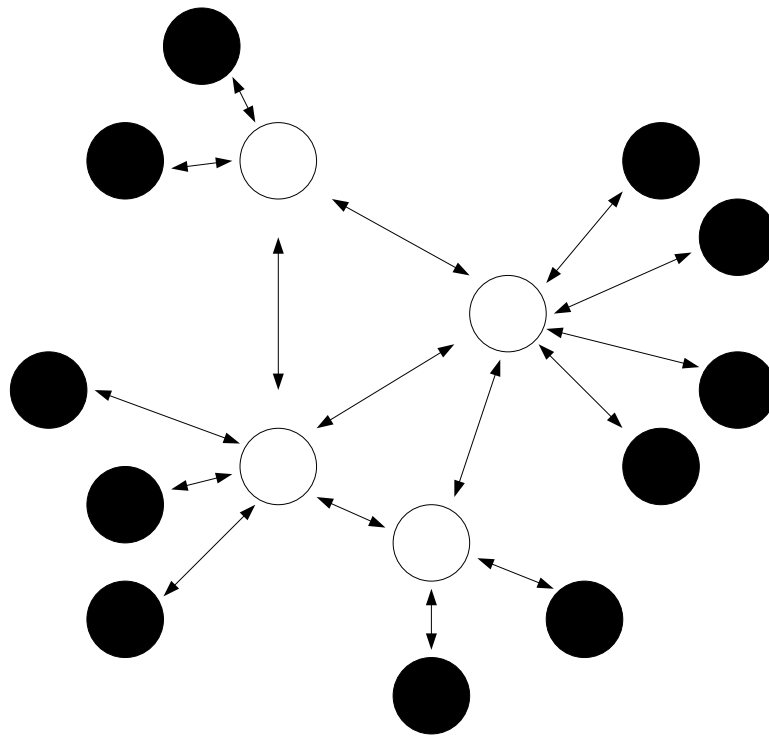


Figura 2.5 – Topologia de Rede Híbrida Estrela – Ponto-a-Ponto.

2.3 *Standards* de Comunicação Rádio para rede de sensores

A camada física define a frequência de funcionamento, modulação e interface com o *hardware* de um sistema com um rádio. Existem várias formas para a implementar, mas é recomendável usar um standard de comunicação previamente definido. Isto porque permite uma maior interoperabilidade entre redes de origem diversa. Sendo assim, nos subcapítulos seguintes será feita uma abordagem aos standards para comunicação rádio que existem e como podem eles ou não ser aplicados de forma mais vantajosa às redes de sensores sem fios.

Wi-Fi

As redes Wi-Fi usam tecnologia do standard IEEE 802.11x, sendo este o standard usado para redes de área local de largura de banda relativamente alta no que concerne a transmissão de dados entre computadores e outros dispositivos. São geralmente usados para implementar redes *ad-hoc* sendo que a transmissão de dados é realizada numa faixa que varia entre os 1 Mbps aos 50 Mbps. As transmissões têm um alcance típico na ordem dos 100 metros, sendo que a distância pode aumentar com o uso de uma antena de maior ganho direcional. Apesar das taxas de transmissão suportadas são mais do que suficientes para uso em redes de sensores sem fios, já os requisitos de potência são factor impeditivo [18].

Bluetooth

O Bluetooth e o IEEE 802.15.1 e IEEE 802.15.2 são usados nas Redes de Área Pessoal (PAN) sendo o seu consumo mais baixo face ao Wi-Fi. Foi inicialmente especificado para aplicações de transferência de dados de computadores pessoais para dispositivos periféricos, como por exemplo, telemóveis ou PDAs. O Bluetooth usa uma topologia de rede em estrela que suporta até sete nós de comunicação remotos com uma estação base única. Uma vez que algumas companhias mundiais construíram a sua rede de sensores sem fios baseada no Bluetooth, esta contudo possui algumas limitações ao protocolo, como por exemplo, alto consumo para transmissões de curta distância (short range), os nós levam muito tempo a sincronizar com a rede quando retornam do modo de hibernação, poucos nós por rede (menos ou igual a sete nós por rede) e ainda a camada MAC (*Medium Access Controller*) é demasiado complexa quando comparado com o requerido para as aplicações das redes de sensores sem fios [18].

ZigBee

O Zigbee é a mais recente tecnologia de rede pessoal sem fios baseada no standard IEEE 802.15.4, com uma taxa de transmissão máxima de 250 kbps e alcance acima dos 100 metros. Este standard foi especificamente concebido para os requisitos das aplicações de redes de sensores sem fios. É bastante flexível, suportando várias taxas de transmissão de dados e múltiplas frequências de transmissão. Os requisitos de potência são baixos, permitindo assim que o *hardware* quando em modo de hibernação tenha efeito na redução desse consumo. A sincronização com a rede é rápida e eficaz quando os nós são activados, vindo do estado de hibernação, sendo que esta capacidade permite uma corrente de consumo bastante baixa.

As principais características deste *standard* são as seguintes:

- frequências de transmissão de 868MHz / 902 – 928MHz / 2.48 – 2.5GHz;
- taxa de transmissão de 20Kbps (banda dos 868MHz), de 40Kbps (banda dos 902MHz) e 250Kbps (banda dos 2.4GHz);
- suporta ligações de redes em estrela e ponto-a-ponto;
- especificação opcional do uso de segurança AES-128 para encriptação dos dados transmitidos.

Espera-se por isso que o standard IEEE 802.15.4 venha a ser o mais usado nas redes de sensores sem fios, sendo que no futuro encontra-se em estudo o standard IEEE 1451.5 que especifica a comunicação inteligente de sensores numa rede sem fios [18].

Nas Tabela 2.1 e Tabela 2.2 podem ser analisados e comparados os diversos protocolos IEEE de comunicação abordados, incluindo a comunicação UWB, bem como os parâmetros típicos usados em protocolos de comunicação sem fios.

Tabela 2.1 – Quadro comparativo de diferentes protocolos de comunicação.

<i>Standard</i>	Bluetooth	UWB	ZigBee	Wi-Fi
Especificação IEEE	802.15.1	802.15.3a	802.15.4	802.11a/b/g
Banda de Frequência	2.4 GHz	3.1 10.6 GHz	868/915 MHz; 2.4 GHz	2.4 GHz; 5GHz
Taxa Máxima de Sinal	1 Mb/s	110 Mb/s	250 Kb/s	54 Mb/s
Alcance Nominal	10 m	10 m	10 – 100 m	100 m
Potência Tx Nominal	0 – 10 dBm	-41.3 dBm/MHz	(-25) – 0 dBm	15 – 20 dBm
Número Canais RF	79	(1 – 15)	1/10; 16	14 (2.4 GHz)
Largura do Canal	1 MHz	500 MHz – 7.5 GHz	0.3/0.6 MHz; 2 MHz	22 MHz
Tipo de Modulação	GFSK	BPSK; QPSK	BPSK (+ASK); O-QPSK	BPSK, QPSK COFDM, CCK, M-QAM
Spreading	FHSS	DS-UWB, MB-OFDM	DSSS	DSSS, CCK, OFDM
Mecanismo de Coexistência	Adaptação à variação frequência	Adaptação à variação frequência	Seleção Dinâmica da frequência	Seleção Dinâmica da frequência, controlo da potência transmitida (802.11h)
Célula Básica	Piconet	Piconet	Estrela	BSS
Extensão da Célula Básica	Scatternet	Ponto-a-ponto	Árvore e Mesh	ESS
Número máximo de nós	8	8	> 65000	2007
Encriptação	Trama cifrada E0	Bloco cifrado AES	Bloco cifrado AES	Trama cifrada RC4 (WEP), Bloco cifrado AES
Autenticação	Partilha secreta	CBC-MAC (CCM)	CBC-MAC (ext. CCM)	WPA2 (802.11i)
Protecção de Dados	16-bit CRC	32-bit CRC	16-bit CRC	32-bit CRC

Tabela 2.2 – Parâmetros típicos de protocolos sem fios.

<i>Standard</i>	Bluetooth	UWB	ZigBee	Wi-Fi
Especificação IEEE	802.15.1	802.15.3a	802.15.4	802.11a/b/g
Máximo de taxa de Dados (Mbit/s)	0.72	110	0.25	54
Tempo de Bit (µs)	1.39	0.009	4	0.0185
Máximo de dados (bytes)	339 (DH5)	2044	102	2312
Máximo de excedente (bytes)	158/8	42	31	58
Eficiência codificação (%)	94.41	97.94	76.52	97.18

Analisando ambas as tabelas, verifica-se que o UWB e Wi-Fi providenciam a mais alta transmissão de dados, face ao Bluetooth e ZigBee. Em geral, o Bluetooth, UWB e ZigBee são direccionados para comunicação WPAN (cerca de 10 metros), enquanto o Wi-Fi está vocacionado para WLAN (cerca de 100 metros). Contudo o ZigBee pode alcançar uma distância de 100 metros em algumas aplicações. O tempo de transmissão de pacotes de dados para o ZigBee é mais alto face aos outros por causa do baixo ritmo de transmissão de dados (250Kbps), sendo que o UWB é o mais rápido de todos. Verifica-se assim que o tempo de transmissão é proporcional ao tamanho de dados a transmitir e inversamente proporcional à taxa máxima de transmissão de dados [18].

2.4 Eficiência energética em Redes de Sensores sem Fios

A consideração mais importante no que toca às redes de sensores sem fios é sem dúvida a sua autonomia energética. As vantagens aplicacionais das redes de sensores sem fios serão desvanecidas se as baterias das unidades remotas necessitarem de substituição frequente. Sendo assim, quando um nó sensor é projectado, o baixo consumo tem que ser tomado sempre em linha de consideração. Na Figura 2.6 é feito uma apresentação do consumo num calibrador de tensão numa rede de sensores sem fios face à taxa de informação transmitida.

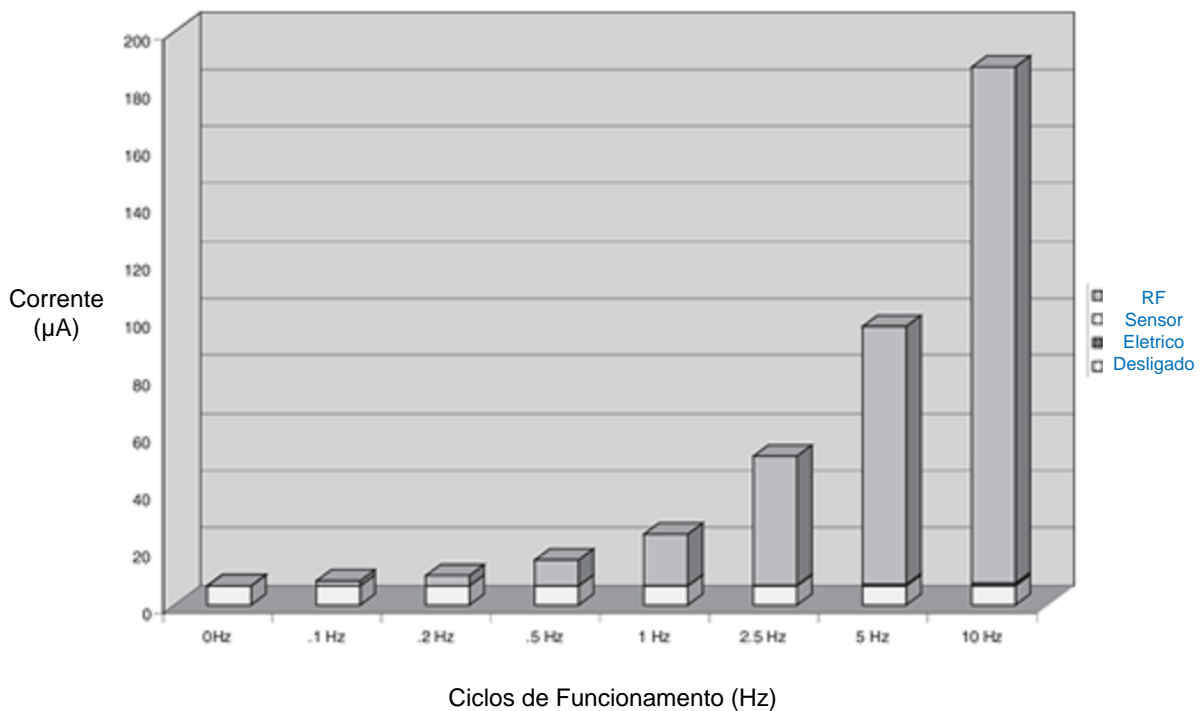


Figura 2.6 – Potência consumida numa resistência de um calibrador de tensão de 5000 Ω numa rede de sensores sem fios.

Uma vez que as redes de sensores sem fios são geograficamente distribuídas, por vezes em locais remotos, a autonomia destes sensores é importante. A auto-geração de energia, Figura 2.7, e o seu armazenamento assim como a gestão de consumo têm um papel preponderante na otimização da autonomia do nó. A maior parte da potência consumida é feita na comunicação RF uma vez que a potência de transmissão requerida aumenta com o quadrado da distância entre a origem e o destino. Uma vez que as técnicas de gestão de potência, feitas por *software*, podem reduzir o consumo dos nós dos sensores de RF, a técnicas de *duty-cycling* e de acesso por divisão do tempo (TDMA) é especialmente útil para conservação de energia, uma vez que um nó pode reduzir o seu consumo entre o *timeslot* atribuído, despertando a tempo de receber e transmitir mensagens [17].

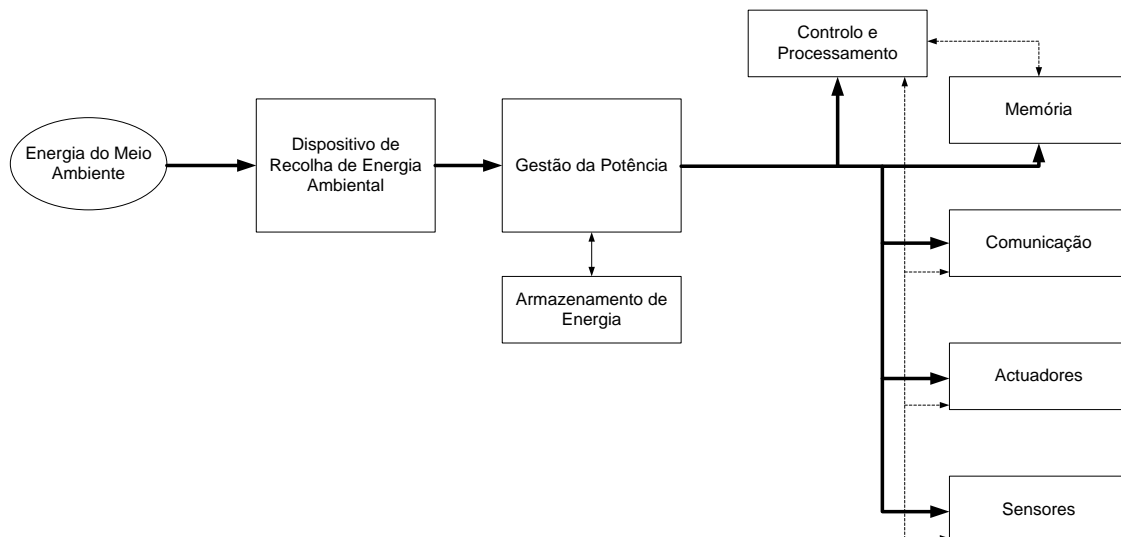


Figura 2.7 – Nó sensor com dispositivo de captação de energia.

2.5 Comunicação de Curto Alcance

A partir do momento que a terceira geração de sistemas de comunicação móveis (3G) surgiu no mercado, os diversos fabricantes e comunidade científica rapidamente direccionaram o seu foco de interesse na investigação à volta do futuro dos sistemas de comunicações sem fios. A opinião geral refere que a próxima geração de sistemas de comunicações (4G), não será unicamente baseada numa técnica de acesso mas sim englobará um conjunto de técnicas complementares de acesso. Os futuros sistemas não irão conectar apenas os usuários e os seus equipamentos pessoais como também irão aceder a equipamentos independentes (*stand-alone*). Será assim expectável que pessoas e equipamentos estejam conectados sem fios permanentemente [19].

Esta visão coloca a comunicação de curto alcance numa posição preponderante, sendo que a mesma argumentará que a maioria de ligações *wireless* no futuro das redes de comunicação sem fios será estabelecida a distâncias relativamente curtas. Em adição, parte significativa destas conexões será caracterizada pela alta taxa de transferência de dados entre usuários/utilitários.

Provavelmente a grande maioria de aplicações práticas de comunicações de curto alcance centrar-se-á nas WLAN (*Wireless Local Area Network*), WPAN (*Wireless Personal Area Network*) e WBAN (*Wireless Body Area Network*), cobrindo gamas de distâncias na ordem das dezenas de metros das comunicações. Neste contexto, duas técnicas tem tido maior atenção nos últimos, sendo elas a MC (*MultiCarrier*) e UWB (*Ultra Wideband*) [19].

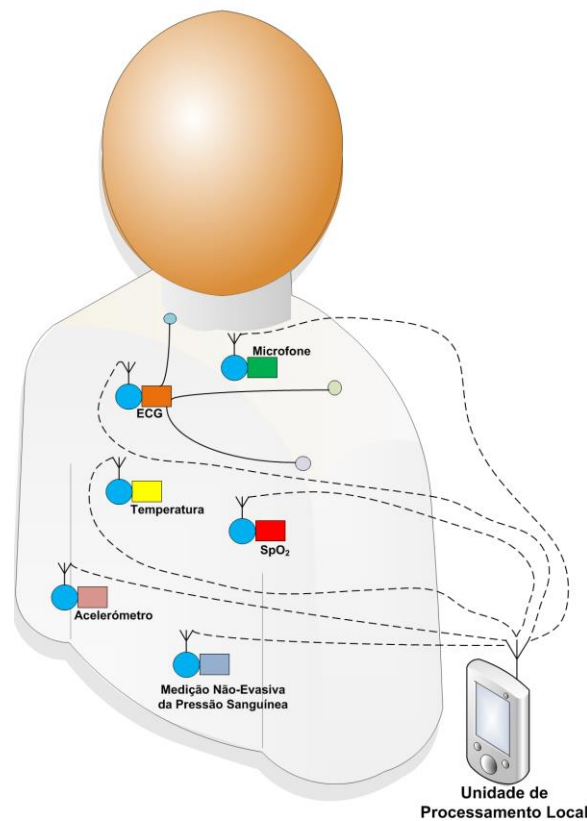


Figura 2.8 – Desenho de uma rede de sensores para o corpo humano, [2].

A questão que hoje em dia se levanta relativamente à integração conduz a avanços na tecnologia e alteração no mercado da tecnologia. Nas comunicações sem fios, a escolha pelo desenho do *chipset* e integração SoC do mesmo está a conduzir a objectivos acuais bastante ortogonais no que toca a este assunto e a forma como é visto no mercado das tecnologias.

Na Figura 2.8 é ilustrada a forma como a tecnologia sem fios se encontra disposta no mercado actual, neste caso em três dimensões (complexidade e tamanho do dispositivo, a maturidade do mercado e por fim a integração vs eficiência em termos de potência), contudo distantes de haver apenas uma dimensão possível.

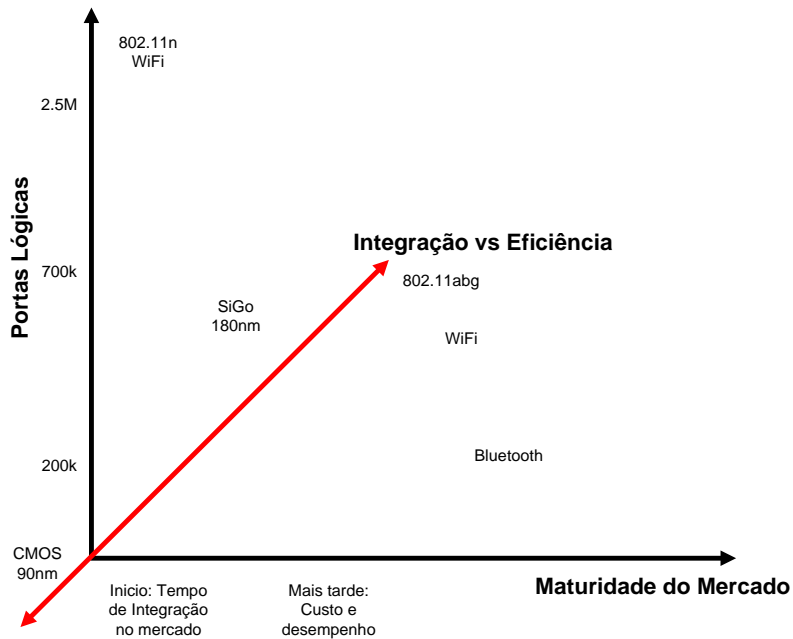


Figura 2.9 – Posição das tecnologias sem fios no mercado actual, [23].

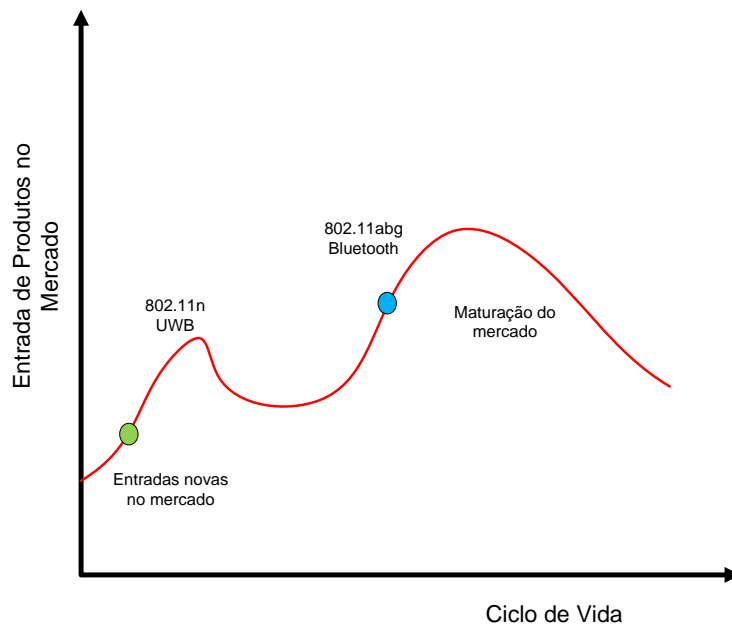


Figura 2.10 – Ciclo de Vida face à entrada de produtos no mercado, [23].

As comunicações sem fios estão a tornar cada vez mais uma comodidade. Enquanto as novas tecnologias ainda estão a ser adoptadas e muito no início, com tempo de face ao mercado serem um ativo recente, outras tecnologias como o Bluetooth e o 802.11abg já encontraram o seu espaço no mercado e a sua maturação encontra-se estabilizada, sendo que isto significa que um dos principais e objectivos primários se centra na redução de custos. Isto, por outro lado, implica que os componentes tenham uma maior integração e uma forma mais eficaz de dimensionamento e desenho dos componentes fazendo com isso que os riscos diminuam e o tempo para entrar no mercado seja menor.

Fortuitamente, tal integração também implica influência no mercado ao nível da redução do consumo de potência e simplicidade de integração nos dispositivos atualmente existentes ou que se destinam ao consumidor final. A integração é também acompanhada pelo processo de maturação da tecnologia CMOS, que apresenta uma enorme vantagem quando trabalhando em RF assim como o seu uso é bastante eficiente quando trabalhando com geometrias de dimensões reduzidas tais como os 90 nm.

O Bluetooth, que começou por aparecer no mercado como uma tecnologia de substituição da tecnologia com fios como os *handsets* e *headsets*, actualmente encontra-se mais envolvida em aplicações de áudio. A parte digital do Bluetooth é pequena (cerca de 200k gates), e assim a sua integração com RF num pacote simples de 130nm é *standard* [20].

O *standard* 802.11 também se encontra estabilizado face ao mercado, com tendência a que diferentes *chipsets* possam ser usados em diferentes aplicações. Criticamente, conduzido pela chegada do 802.11n, a adopção da frequência dos 5GHz está a constatar-se mais comum em termos de escolha. Tal como o Bluetooth, é desejável a redução do *chip* por integração do pacote por inteiro, incluindo o RF como uma parte integrante do SoC [7].

Uma razão chave para o uso da tecnologia CMOS 90nm prende-se com o facto de, face a outras tecnologias e geometrias usadas, puder suportar a frequência requerida de RF dos 5GHz dos diversos componentes a um consumo de potência bastante razoável, permitindo ainda a integração de componentes de forma a ser fabricado um só *chip*, levando por isso ao repensamento das estratégias de integração das diversas tecnologias para o futuro.

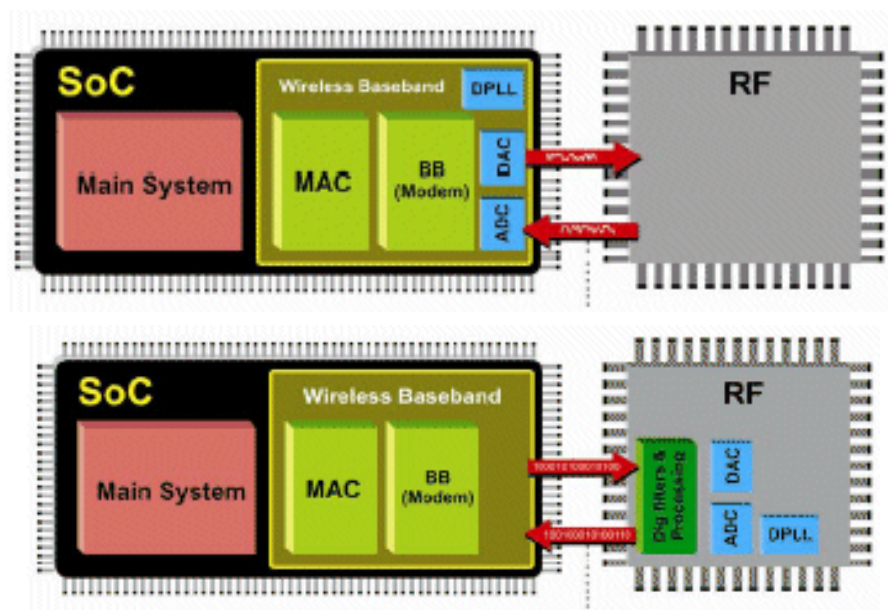


Figura 2.11 – Migração do chipset para o componente SoC, [23].

A estratégia de diminuir gradualmente a proporção de área RF e de processamento digital passa pelo uso de CMOS para a parte RF. O uso de CMOS na implementação oferece assim uma maior flexibilidade de dimensionar o *layout* em diferentes situações. A Figura 2.12 mostra os passos que levam à integração RF em tecnologia CMOS 90nm face a uma tecnologia mais antiga. A parte RF é integrada mantendo a compatibilidade 802.11abg MAC e modem e combinando blocos MAC/modem/RF torna-se assim um componente *standard* capaz de ser incorporado em diversas aplicações que possivelmente usem diferentes aplicações SoC [7].

Assim sendo, para um determinado tamanho e dimensionamento, tal começa a ser apetecível e atrativo para uma integração WLAN completamente funcional e que com implementação CMOS o custo é praticamente nulo do que se fosse com outras tecnologias.

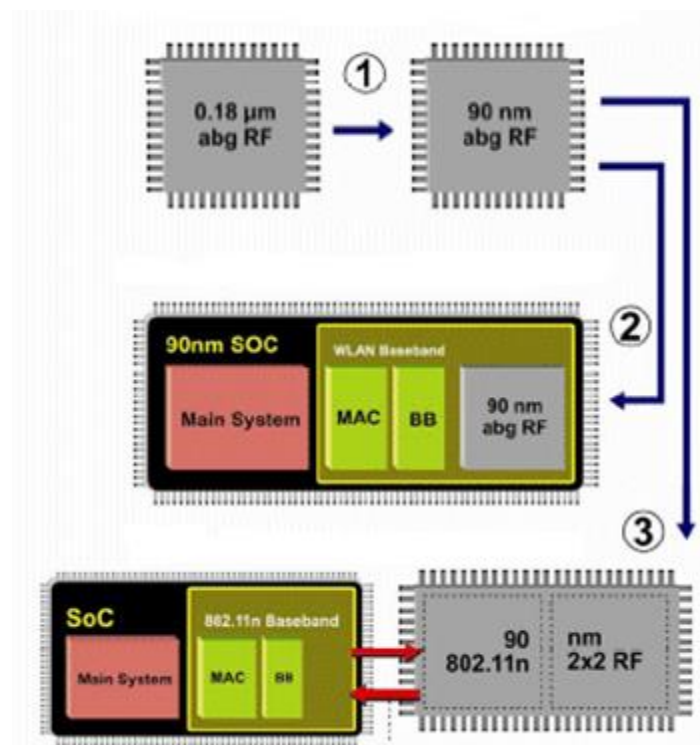


Figura 2.12 – Os diversos passos para a integração SoC, [23].

3.Comunicação UWB em Tecnologia CMOS

A tecnologia UWB tem sido usada em áreas como o radar, sistemas sensoriais e comunicações militar nos últimos 20 anos. Contudo, a partir de Fevereiro de 2002, o interesse por esta tecnologia emergente começou a ser crescente a partir do momento em que a FCC (*Federal Communications Commission (USA)*) regulamentou o uso do UWB nas comunicações de dados assim como para transmissão rádio e aplicações de segurança. Assim sendo, o UWB começou a ganhar espaço no mercado das tecnologias emergindo com especial destaque no uso de comunicações sem fios para várias aplicações. Será assim feita ao longo deste capítulo uma abordagem do UWB no que concerne aos seus pontos principais, desde vantagens e definições da mesma, assim como outros assuntos relevantes da mesma [19].

Entretanto, na Europa, o ETSI (*European Telecommunications Standards Institute*) trabalha desde 2001 no desenvolvimento do *standard* europeu para sistemas de comunicação UWB. Os estudos levados a cabo têm igualmente a cooperação do grupo SE24 do CEPT (*European Conference of Postal and Telecommunications Administrations*), que particulariza assim a análise dos possíveis impactos que o UWB possa trazer a sistemas que já existem. Actualmente, estas autoridades europeias tem tentado chegar a um consenso entre os diferentes estados da União Europeia, existindo ainda alguma resistência por parte de algumas autoridades competentes em gerir a escolha do espectro de telecomunicações. Consequentemente, os regulamentos para os dispositivos UWB ainda não se encontra totalmente definida na Europa para já, sendo que seja expectável que a ETSI/CEPT sigam as recomendações da FCC mas não sendo obrigatório que adoptem os mesmos regulamentos que esta entidade, dando maior ênfase à protecção dos serviços existentes [28].

3.1 Breve Introdução da Comunicação UWB

Com a expansão contínua do mercado das tecnologias sem fios, a exigência para melhores resultados em termos de performance, baixo custo, e maior durabilidade das baterias dos dispositivos encontra-se em crescimento, sendo que *standards* novos e já existentes tentam assim fazer face a tais exigências. Em 2002, a FCC face a tal situação providenciou assim algumas frequências a usar para UWB, sendo a sua gama variável abaixo dos 960MHz, até as bandas de 3.1 – 10.6GHz e 22 – 29GHz. A máscara regulamentada pela FCC para um sinal de UWB encontra-se ilustrada na Figura 3.1. O sinal UWB deve ter uma largura de banda maior que 500MHz ou uma largura de banda fraccionada (relação da sua largura de banda em relação à sua frequência central) acima dos 20%, sendo a mesma dada pela seguinte equação:

$$FBW = 2 \cdot \frac{f_H - f_L}{f_H + f_L} \quad (3.1)$$

Portanto, e conforme o *standard* usado, um transceptor UWB tanto pode usar a banda completa de ultra-wideband, ou dividir a mesma em múltiplas sub-bandas. Uma vez que o sinal UWB cobre uma vasta gama de frequências, o seu EIRP (*Equivalent Isotropically Radiated Power*) deve ser limitada a um máximo de -41.3dBm/MHz de forma a proteger sinais de banda estreita existentes [10] [19].

Tabela 3.1 – Emissão para interiores e exteriores regulamentadas pela FCC

Alcance da Frequência (MHz)	Máscara de emissão interior (dBm/MHz)	Máscara de emissão exterior (dBm/MHz)
960 – 1610	-75.3	-75.3
1610 – 1900	-53.3	-63.3
1900 – 3100	-51.3	-61.3
3100 – 10600	-41.3	-41.3
Acima dos 10600	-51.3	.61.3

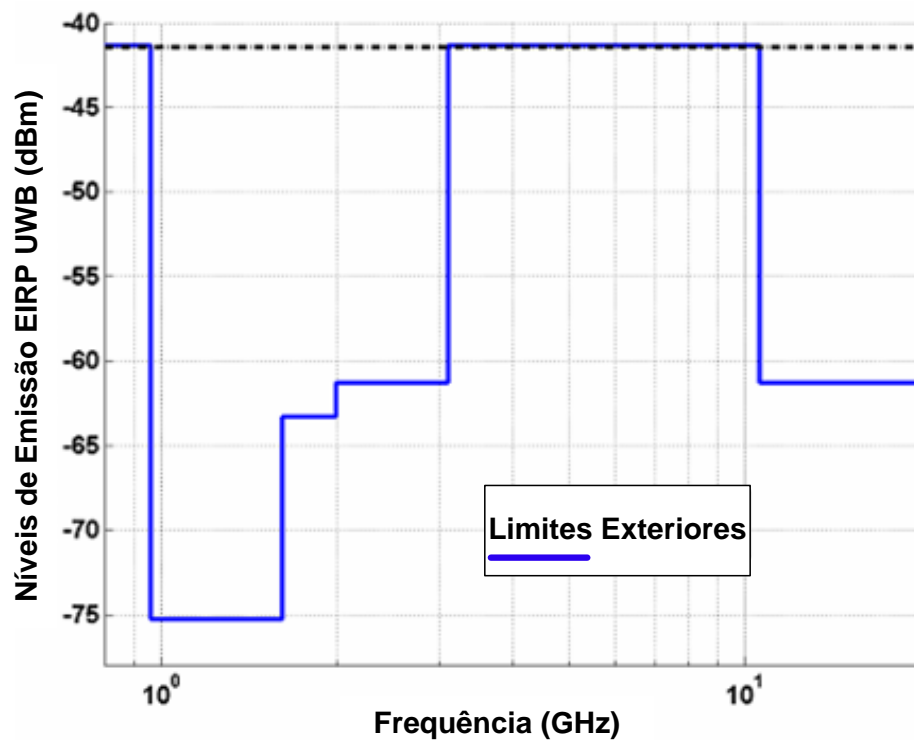


Figura 3.1 – Máscara usada para os sinais UWB, de acordo com a FCC (USA).

A tecnologia UWB face a outras tecnologias de banda estreita oferece mais vantagens, sendo algumas delas observáveis através da fórmula da capacidade do canal de Hartley-Shannon:

$$C = B \cdot \log_2(1 + SNR) \quad (3.2)$$

onde C representa a capacidade máxima do canal, B é a largura de banda e SNR é a relação de potência de sinal – ruído. Analisando a equação acima, verifica-se que a capacidade máxima do canal aumenta

com a largura de banda, e apenas logaritmicamente com a potência de sinal – ruído. Portanto, o facto de na tecnologia UWB se usar uma largura de banda larga (na ordem dos GHz) a mesma permite obter uma capacidade de canal maior e larga para uso de comunicação e transferência de dados (acima dos 100Mbps). Uma vez que o *SNR* varia de forma logarítmica, isto permite aos sistemas UWB continuarem a operar e ainda oferecerem uma enorme capacidade de canal para condições baixas de *SNR* derivado do facto da largura de banda ser maior [10] [19].

O uso de tecnologia UWB face a sistemas de largura de banda mais estreita tem vantagens significativas. UWB é baseado na transmissão de pulsos estreitos e com quantidade de energia muito baixa. A energia destes pulsos é distribuída ao longo de uma vasta gama de frequências, e como tal causa menor interferência a outros equipamentos/dispositivos. O facto de os pulsos usados possuírem as características acima referidas faz com que a imunidade ao *multi-path* seja maior. Como os sinais de UWB aparecem como ruído para a maioria dos outros dispositivos, isto faz com que os sinais UWB possam coexistir no mesmo espectro usado pelos outros dispositivos, como por exemplo o 802.11a.

Os dispositivos convencionais de banda estreita consomem mais potência quando comparados com dispositivos UWB e apenas podem alcançar taxas de transferência de dados na ordem dos 54Mbps como os dispositivos 802.11g. Uma vez que a capacidade do canal é maior, é expectável que a taxa de dados em UWB exceda os 1Gbps em tecnologia referenciada pela lei de Moore [4].

Dada a natureza de funcionamento dos sistemas UWB, é possível implementar circuitos de emissão e recepção de baixo custo para este tipo de comunicação.

A tecnologia UWB oferece propriedades únicas e distintas, como já anteriormente mencionado, que tornam esta tecnologia atractiva para várias aplicações.

Em primeiro lugar, o UWB tem a potencialidade de transmissão de muito informação usando baixa potência numa gama limitada, o que liga muito bem com aplicações para WPAN. A conectividade periférica através de ligações sem cabos para aplicações de armazenamento, dispositivos de I/O e USB sem fios irá melhorar o uso e o valor que se dá aos computadores pessoais, vulgarmente designados de PCs, e portáteis. As altas taxas de transmissão de informação entre computadores e consumíveis electrónicos, como por exemplo câmaras de vídeo digital, leitores de MP3, televisões, gravadores pessoais de vídeo, automóveis e leitores de DVD irá fornecer novas experiências em casa e para entretenimento pessoal [12].

Em segundo lugar, os sensores de todos os tipos permitem ao UWB desenvolver-se ainda mais. As redes de sensores são compostas por um dado número de nós dentro de uma área geográfica. Esses nós podem ser estáticos, quando aplicados a segurança de habitações, procura e monitoração, ou

móveis, se equipados em soldados, bombeiros, automóveis, ou robôs em situações de resposta de emergência militar. Os requisitos chave para as redes de sensores inclui baixo custo, baixa potência e multifuncionalidade o que pode ser facilmente cumprido usando tecnologia UWB. O custo de instalação e manutenção baixa significativamente usando sensores UWB em redes sensoriais. Por norma, as aplicações médicas vêm com bons olhos esta tecnologia pois permitem ao paciente estar sem fios e cabos quando é necessário efectuar uma monitorização extensiva do estado do paciente, levando assim que esta solução sem fios seja mais rentável e fiável [12].

Em terceiro, o posicionamento e detecção são outras das propriedades do UWB. Por causa das características de alta transferência de dados em curtas distâncias (*short range*), o UWB providencia uma excelente solução para localização interior com um nível de precisão muito acima do GPS. Além disso, com auxílio de mecanismos avançados de procura, a determinação precisa do movimento de objectos dentro de um ambiente fechado pode ser atingido com uma precisão ao nível do centímetro. Os sistemas UWB podem operar em situações complexas produzindo de forma rápida e mais efectiva a comunicação entre pessoas. Pode ainda ser usada para encontrar pessoas ou objectos numa variedade de situações, tais como, encontrar alguém desaparecido na ocorrência de um terramoto, crianças perdidas num centro comercial e turistas com problemas numa zona remota.

Por último, o UWB pode ser aplicado a aplicações de imagem e radar. Tem sido usado em aplicações militares para localizar inimigos atrás de muros ou à volta de edifícios num campo de batalha. Tem também valor a nível de uso comercial, como por exemplo trabalho de socorro onde um radar UWB pode detectar a respiração de uma pessoa, ou então efectuar diagnósticos médicos quando os sistemas de raio-x não são os mais desejados.

3.2 Impulso Gaussiano

Uma vez que a comunicação UWB se baseia na transmissão de pulsos, os tipos de pulsos mais comuns são os Gaussianos, *Monocycle* e *Doublets*.

O pulso Gaussiano tem a forma apresentada na Figura 3.2 e a sua expressão é a seguinte:

$$V(t, f_c, A) = A \cdot e^{-2(\pi t f_c)^2} \quad (3.3)$$

onde o valor de A é a amplitude do pulso e f_c é a frequência central. De notar que o espectro de frequência do pulso Gaussiano não cumpre os requisitos da FCC, uma vez que a largura de banda é muito larga.

Com recurso ao MATLAB, pode-se simular um pulso gaussiano e respectivo espectro de frequência assim como um pulso monocíclico, como mostra a Figura 3.2 e Figura 3.3, respectivamente.

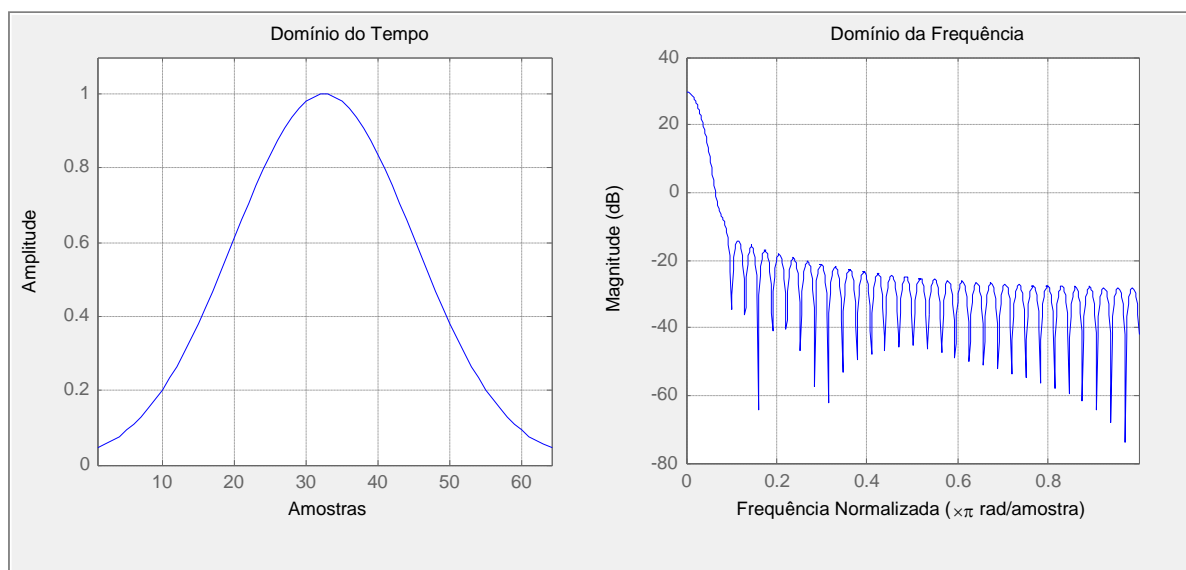


Figura 3.2 – Pulso Gaussiano e Espectro de Frequência.

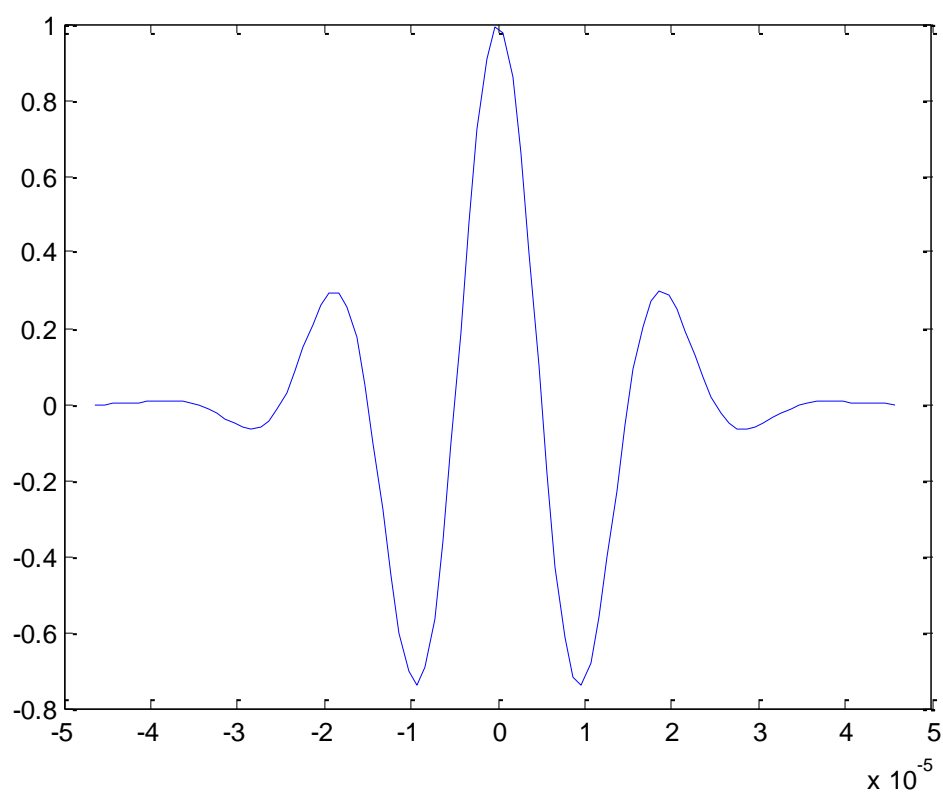


Figura 3.3 – Pulso Gaussiano monocíclico.

Derivando a expressão inicial, obtém-se o seguinte:

$$V(t, f_c, A) = 2\sqrt{e} \cdot A \cdot \pi t f_c \cdot e^{-2(\pi t f_c)^2} \quad (3.4)$$

Esta equação representa matematicamente o pulso Gaussiano monocíclico e cuja representação gráfica encontra-se na Figura 3.3. A frequência central é normalmente definida por $(\pi\tau_o)^{-1}$, onde τ_o é definido como o tempo entre o máximo e o mínimo de pontos do pulso. O mesmo pulso não cumpre o regulamentado pela FCC pelos mesmos motivos anteriormente explicados.

3.3 Métodos de Modulação UWB

A informação pode ser codificada num sinal de UWB em diferentes métodos. Os métodos mais usados na codificação UWB são o **PAM** (*Pulse-Amplitude Modulation*), **PPM** (*Pulse-Position Modulation*), **OOK** (*On-Off Keying*), **BPSK** (*Binary Phase Shift Keying*), **DPSK** (*Differential Phase Shift Keying*) e **TM** (*Ternary Modulation*) [21].

3.3.1 PAM

O princípio básico da modulação PAM consiste na codificação de informação baseada na amplitude dos pulsos.

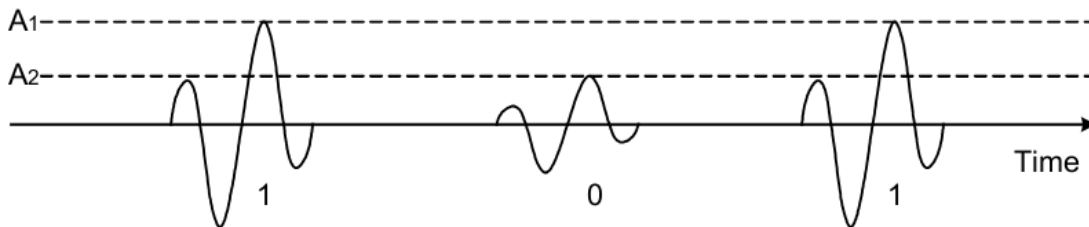


Figura 3.4 – Modulação PAM.

O sinal modulado em amplitude e transmitido $x(t)$ pode ser representado por:

$$x(t) = d_i \cdot \omega_{tr}(t) \quad (3.5)$$

onde $\omega_{tr}(t)$ representa a forma de onda UWB, e o i representa o bit transmitido ('1' ou '0') e

$$d_i = \begin{cases} A_1, i = 1 \\ A_2, i = 0 \end{cases}$$

A figura anterior ilustra um esquema de dois níveis onde um bit está codificado em um pulso. Mais amplitudes podem ser usadas para codificar mais bits por símbolo.

3.3.2 PM

Na modulação PPM, o bit transmitido determina a posição do pulso UWB. Tal como mostra a Figura 3.5, o bit ‘0’ está representado por um pulso que é transmitido na posição nominal, enquanto que o bit ‘1’ está atrasado no tempo de a face à sua posição nominal. O tempo de atraso a é normalmente mais curto em relação ao tempo de distância entre as posições nominais de forma a evitar interferências entre pulsos.

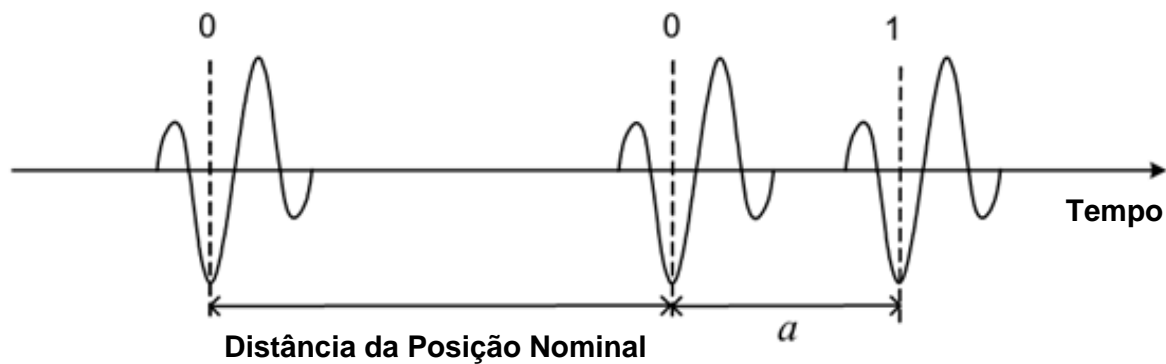


Figura 3.5 – Modulação PPM.

O sinal modulado pode ser representado por:

$$x(t) = \omega_{tr}(t - a \cdot d_i) \quad (3.6)$$

onde $\omega_{tr}(t)$ representa a forma de onda UWB, e o i representada o bit transmitido ('1' ou '0') e

$$d_i = \begin{cases} 1, & i = 1 \\ 0, & i = 0 \end{cases}$$

3.3.3 OOK

Uma forma simples de modular um pulso é usando este tipo de modulação, uma vez que se existir pulso temos o bit '1' e caso contrário temos o bit '0', tal como mostra a Figura 3.6. A modulação OOK pode ser implementada usando interruptores ON/OFF para representar dados. É igualmente eficiente do ponto de vista de potência consumida quando o bit '0' é transmitido. Contudo, é uma modulação bastante sensível a ruído e interferências, causando uma performance BER muito aquém das expectativas [21].

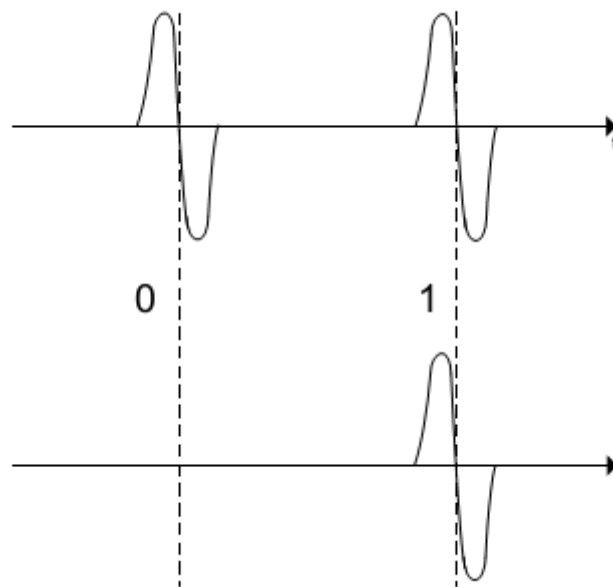


Figura 3.6 – Modulação OOK.

3.3.4 BPSK

Na modulação BPSK, o bit a ser transmitido determina a fase do pulso UWB. Tal como mostrado na Figura 3.7, o pulso representa o bit '0'; quando se encontra fora de fase, representada o bit '1'. Neste caso, apenas um bit está codificado por pulso porque apenas existem dois pulsos disponíveis. Mais bits por símbolo podem ser obtidos usando mais fases.

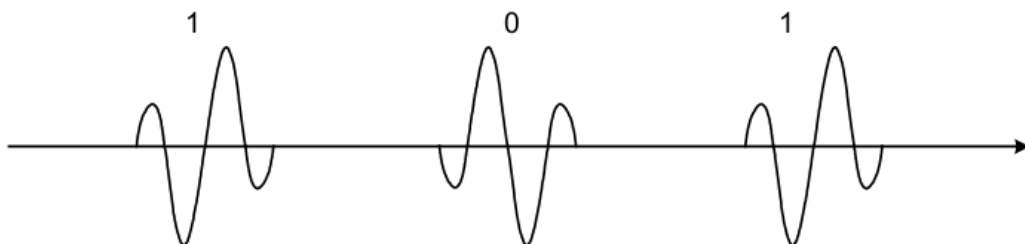


Figura 3.7 – Modulação BPSK.

O sinal modulado pode ser representado por:

$$x(t) = \omega_{tr}(t)e^{-j(d_i\pi)} \quad (3.7)$$

onde $\omega_{tr}(t)$ representa a forma de onda UWB, e o i representada o bit transmitido ('1' ou '0') e

$$d_i = \begin{cases} 1, & i = 1 \\ 0, & i = 0 \end{cases}$$

3.3.5 DPSK

Uma alternativa ao BPSK é o DSPSK, sendo que requer um pouco mais de processamento digital no final do receptor. O pulso actual é baseado no pulso anterior, Se um bit '1' é para ser transmitido, o pulso irá igualar o pulso anterior. Mas se for um bit '0' a ser transmitido, o pulso ficará em fase 180° com o pulso anterior. A figura seguinte mostra um exemplo a modulação DPSK [21].

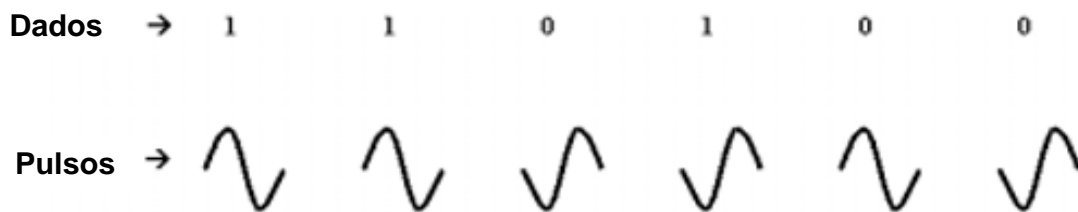


Figura 3.8 – Modulação DPSK.

3.3.6 Modulação Ternária

Sendo similar à modulação PPM, neste tipo os bits são transmitidos num único pulso. Para cada transmissão, um 0 e +1 ou -1 são transmitidos. O bit zero representa-se sem pulso, enquanto os bits +1 e -1 são representados por pulsos positivos e negativos, respectivamente. Na Figura abaixo está representado um exemplo deste tipo de modulação [19].

Valor Bit	Valor Ternário	Forma de Onda Gerada
0 0	0 1	
0 1	0 -1	
1 0	1 0	
1 1	-1 0	

Figura 3.9 – Método de Modulação Ternária

É possível que os modos de modulação aqui abordados nestas secções possam ser combinados entre si de forma a transmitir, por exemplo, três bits com um único pulso. A forma do pulso, posição e fase podem ser usadas em simultâneo. Este esquema serviria assim para poupar energia e aumentar a taxa de transmissão de dados, apesar da sua performance não ter sido ainda totalmente desmistificada. Por outro lado, a complexidade do transmissor e emissor irá aumentar.

3.4 Comunicação UWB baseado em pulso de curta duração

3.4.1 Sistema Coerente UWB

Um diagrama de blocos de um *transceiver* pulse-based UWB coerente encontra-se representado na Figura 3.10. No caminho de recepção de sinal, os pulsos UWB são primeiramente amplificados por um LNA e depois multiplicados por um pulso base.

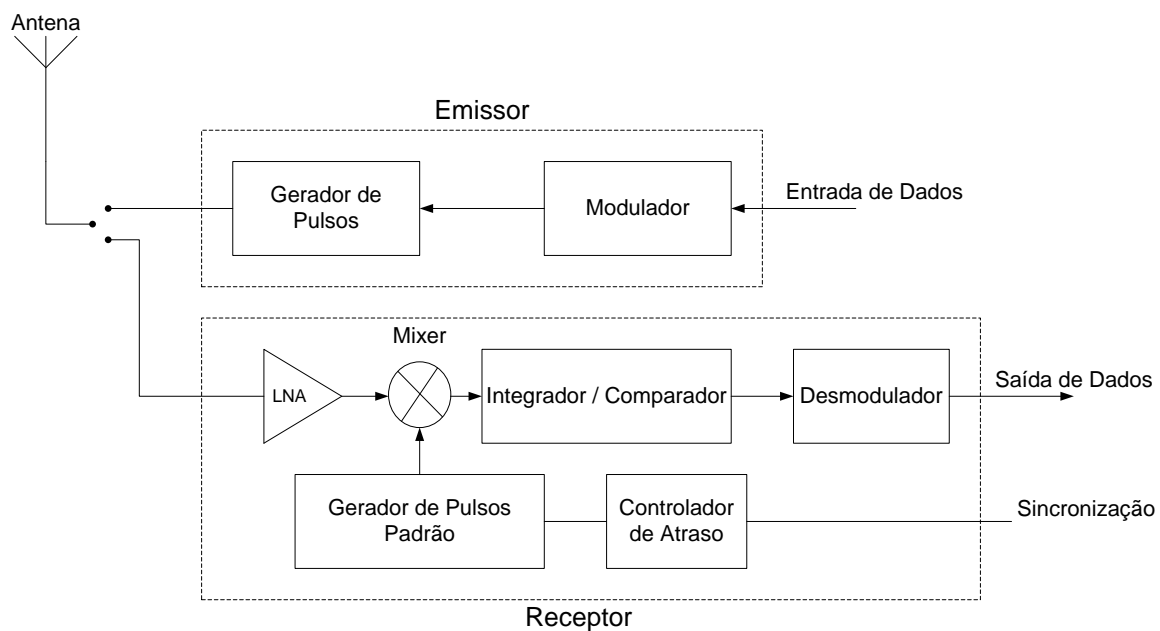


Figura 3.10 – Arquitectura *front-end* de um *transceiver* de pulso UWB coerente.

A forma de onda desse pulso é gerada no receptor. De forma a obter a qualidade óptima de sinal do detector, o pulso base deve ter a mesma forma que os pulsos recebidos na entrada. Portanto, o gerador de pulso base deve ter em conta o ruído adicionado, efeitos de perda no canal de transmissão e distorção, o que aumenta significativamente a complexidade do sistema.

Além disso, um sistema coerente é definido como um sistema que requiere sincronização do pulso entre o pulso recebido e o pulso base. Esta sincronização é obtida por controlo do atraso do gerador de

pulso base por intermédio de um controlador de atraso. Simultaneamente, o período de integração de um bit (período de bit) no integrador é sincronizado de forma a integrar apenas acima da largura do pulso.

A saída é determinada pelo nível de correlação entre o pulso recebido e o pulso base. A correlação é uma operação matemática que mede a similaridade entre dois sinais. O integrador produz um sinal de nível elevado apenas quando o pulso recebido e pulso base são similares, ou seja, a correlação entre eles é elevada. Um comparador colocada depois do integrador é usado para determinar o nível de *threshold* para a correlação elevada. Um desmodulador converte depois o sinal modulado em dados binários digitais [9].

3.4.2 Sistema Não-Coerente UWB

Um sistema não-coerente é um sistema que não requiere sincronização de pulso entre o transmissor e o receptor. Os exemplos mais comuns deste tipo de sistemas são o sistema de detecção de energia e o sistema de referência de transmissão (TR).

O sistema de blocos de um sistema de detecção de energia encontra-se representado na Figura 3.11. O receptor é composto por um bloco quadrático, um integrador finito, um comparador e um desmodulador. Quando um pulso é recebido, é efectuado o quadrado da energia do mesmo e depois integrada. Quando os níveis de tensão integrados atingem os valores da tensão de *threshold*, o comparador reconhece o pulso e coloca-o na saída uma tensão elevada. Consequentemente, se nenhum pulso estiver presente, o valor de tensão não ultrapassa a tensão de *threshold* e o comparador coloca na saída um valor de tensão baixo. Por sua vez, o desmodulador converte a sequência de pulsos em dados binários [3] [5].

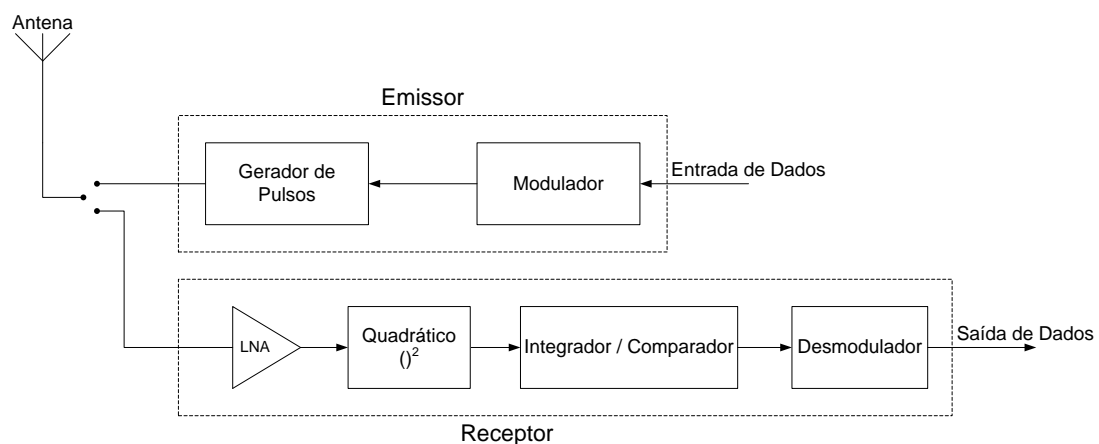


Figura 3.11 – Arquitectura *front-end* de um *transceiver* de detecção de energia.

Este é o sistema mais simples de detecção de pulso uma vez que não requiere um gerador de pulso base. Contudo, uma vez que esta detecção é baseada em energia, a mesma é muito sensível a ruído, interferências e efeito de perdas em *multipath*. Por isso, o BER (bit error rate) neste caso é superior ao do sistema coerente.

O sistema da Figura 3.12, utiliza um esquema de modulação de transmissão de referência. Este é composto por um bloco de atraso, um misturador, um integrador, um comparador e um desmodulador. O sistema TR usa dos pulsos deslocados no tempo para representar um bit de dados. O bloco de atraso introduz um atraso de tempo “D” entre o primeiro pulso recebido como referência e o segundo como a referência atrasada de forma a correlacionar os mesmos correctamente. Na entrada do misturador, ambos os pulsos aparecem no mesmo instante. Quando ambos os pulsos têm a mesma forma e fase, a tensão integrada dispara o comparador de forma a reconhecer o bit “1”. Caso contrário, o bit é o “0” [3] [5].

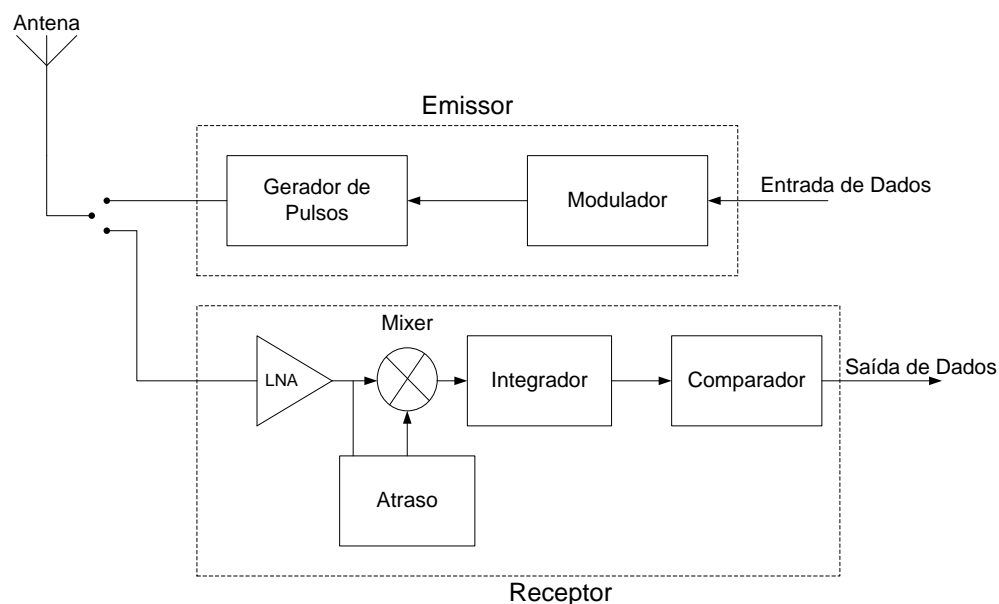


Figura 3.12 – Arquitectura *front-end* de um transceiver UWB de referência de transmissão (TR).

A principal ideia da geração de pulsos é o uso de portas lógicas, tais como as NAND, NOR e XOR, com entradas atrasadas no tempo. Assim sendo, nesta tese, o modelo proposto para geração de pulsos é baseado numa porta NOR, onde quando ambas as entradas complementares estiverem num estado de activação “0” ou “0” e “1”, a sua saída será activada a “1”, e o atraso τ é feito através de uma série de inversores numa das entradas de forma a provocar o atraso respectivo (ver Figura 3.13).

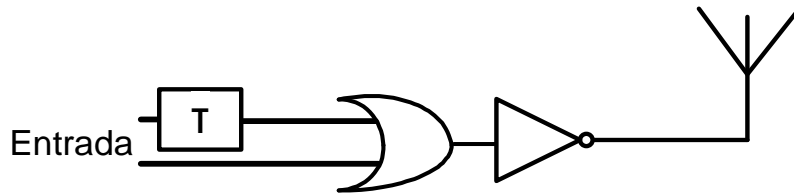


Figura 3.13 – Estrutura proposta do gerador de pulsos para transmissão UWB.

O sinal de entrada no gerador de pulsos é um sinal resultante da modulação OOK usando para tal a estrutura ilustrada na Figura 3.14.

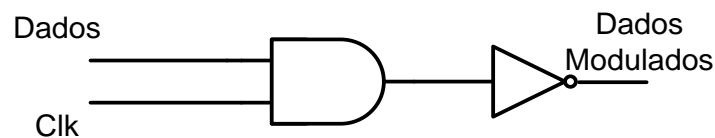


Figura 3.14 – Estrutura de modulação dos dados.

Por cada flanco descendente gerado pelo relógio um pulso de valor positivo surge através da porta NOR e sendo que uma das entradas se encontra com atraso e invertida devido à série de inversores e assim as duas entradas da porta NOR são ambas activas a “0” quando no flanco ascendente do valor do relógio. Produz-se assim um pulso com o valor lógico “1”.

A largura do pulso dependerá do tempo a que prevalecem as entradas a “0”, o qual é dado pelo tempo total do atraso proporcionado pela cadeia de inversores [13].

Tanto as portas lógicas NAND e NOR, como os inversores usados no atraso, são implementados em tecnologia CMOS 0.13um e cujas propriedades serão apresentadas no Capítulo 4.

A Figura 3.15 ilustra o diagrama de blocos do receptor não coerente adoptado para estudo nesta tese. Contudo, o foco principal deste trabalho residirá no bloco do quadrático e na parte de integração e decisão, sendo a estrutura em CMOS apresentada e detalhadamente dimensionada no Capítulo 5. De notar que o bloco integrador e decisor formam um só conjunto de acordo com a topologia apresentada no capítulo seguinte [3] [9].

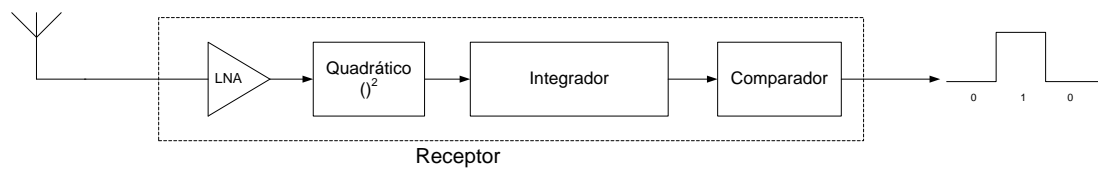


Figura 3.15 – Estrutura do receptor não-coerente.

4. Transreceptor UWB em tecnologia CMOS

A comunicação sem fios UWB é vista como a tecnologia do futuro em termos de alta taxa de transferência de dados e comunicação de curto alcance. A comunicação IR-UWB (*Impulse Radio UWB*) é um sistema de comunicação e transferência de dados de baixo consumo e de aplicações de curto alcance. Trata-se de pulsos de curta duração, na ordem dos nanosegundos, sendo a sua energia dissipada em torno do valor dc até valores na ordem dos *gigahertz*.

O facto de haver uma ausência de portadora na transmissão elimina o uso de um misturador de frequências, um oscilador local no transmissor e um conversor de frequência no receptor uma vez que os bits digitais de entrada não são modulados numa forma de onda contínua de uma frequência portadora fixa. Assim sendo, a Figura 4.1, apresenta uma arquitectura típica de um transceiver de baixo consumo e de menor complexidade quando comparado com arquitecturas de transceiver de banda estreita.

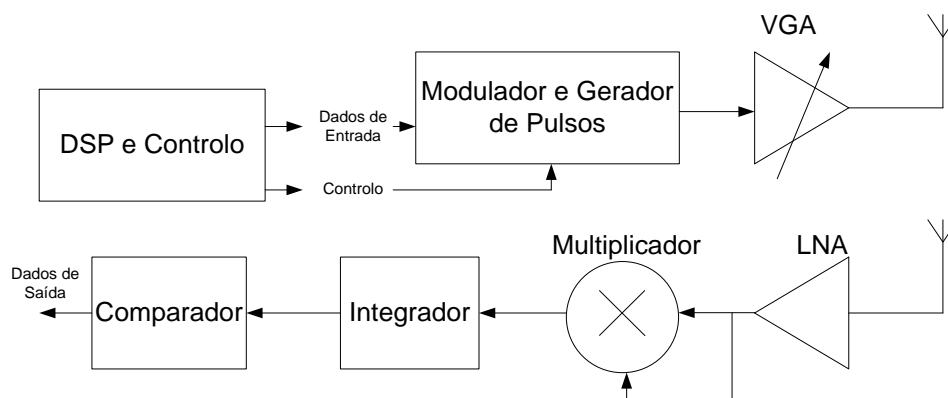


Figura 4.1 – Arquitectura Geral de um transceiver IR-UWB.

Analisando a arquitectura, a alto nível, facilmente se constata que a parte de transmissão é de fácil elaboração. Consiste num gerador de pulsos, num modulador OOK e um amplificador de ganho variável (VGA) de forma a controlar o nível da amplitude do sinal de saída. A taxa de repetição do pulso é determinada por um sinal de controlo gerado pelo DSP. O receptor para sinais transmitidos por adição de ruído branco Gaussiano derivado do canal de transmissão, é um receptor do tipo correlativo sendo que o mesmo calcula a correlação entre os sinais recebidos e um sinal padrão e maximiza assim a relação sinal-ruído (SNR). Nesta tese, o receptor proposto é um receptor não-coerente que inclui um amplificador de baixo ruído (LNA), um multiplicador que funciona como circuito de vai efectuar a correlação, um integrador de energia e um comparador de tensão.

De forma a maximizar o processo de ganho e SNR, os sinais padrão devem ser os mesmos face ao sinal recebido. Na estrutura proposta, nesta tese, o sinal padrão a usar na correlação é o próprio sinal de recepção. Assim sendo, elimina-se o facto da necessidade de um gerador de um sinal padrão e o uso de técnicas complexas de sincronização coerentes. A ideia é que após a recepção do sinal, o mesmo seja amplificado e efectuado o seu quadrado, e como resultado é integrado sobre a duração de um bit de forma a maximizar a potência do sinal recebido e a minimizar o ruído [3] [9] [13].

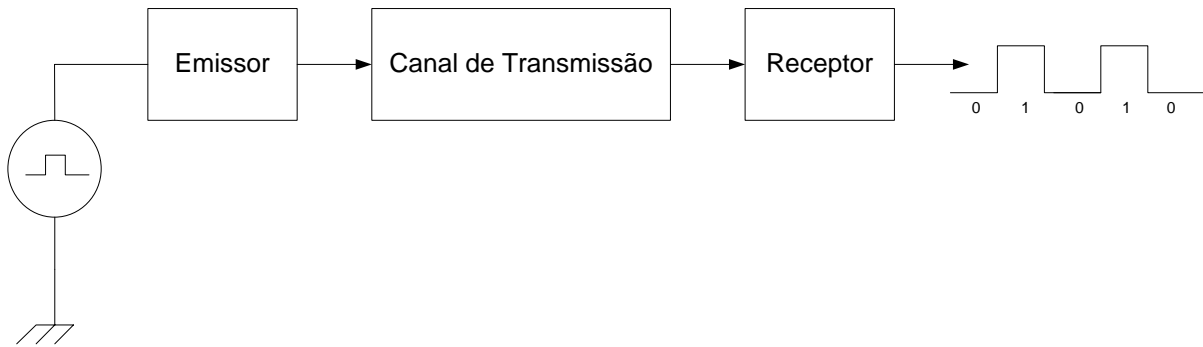


Figura 4.2 – Diagrama de Blocos de transmissão UWB

Nas secções seguintes será apresentada, em maior detalhe, as estruturas que fazem parte do transmissor e receptor propostos, em tecnologia CMOS 0.13um, e características analógicas dos diversos componentes.

4.1 Emissor UWB baseado em geração de pulsos e modulação OOK

Nesta secção será abordada a emissão UWB e respectivo detalhe face aos blocos que compõem um emissor de UWB baseado em geração de pulsos através da modulação OOK, tal como ilustra a Figura 4.3.

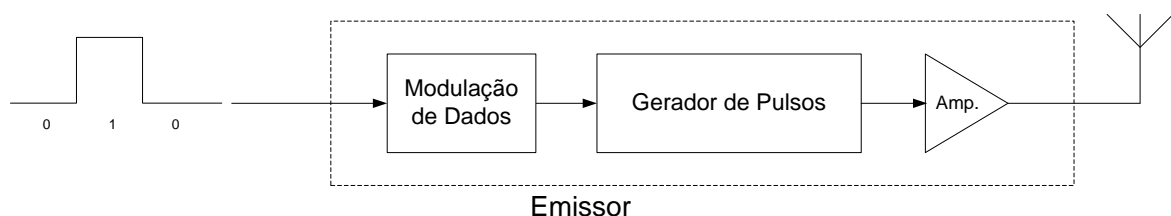


Figura 4.3 – Estrutura do emissor para geração de pulsos e modulação OOK.

4.1.1 Modulação de dados de entrada

Para se efectuar a modulação dos dados usou-se um modulador OOK. Como visto anteriormente na secção 3.3.3, a modulação OOK é uma técnica binária e utiliza dois símbolos para representar os bits 1 e 0. Na Figura 4.4 encontra-se ilustrado o modulador proposta de forma a efectuar a modulação OOK para posterior geração dos dados de entrada para geração dos pulsos.

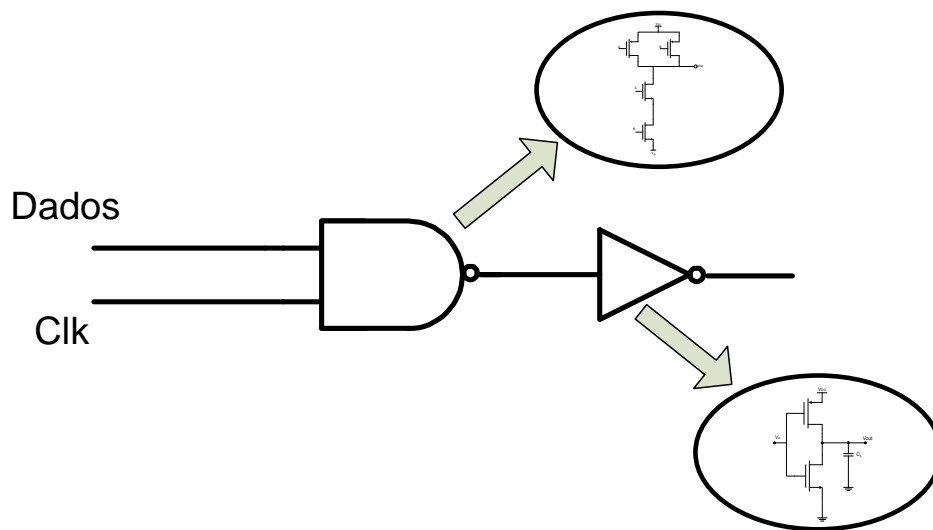


Figura 4.4 – Estrutura proposta do modulador OOK.

Analisando pode-se constatar que as entradas do modulador OOK consistem num sinal de relógio digital e periódico, Clk, e um sinal binário para controlo, Dados, sendo que este é responsável por decidir quantos pulsos serão enviados para a entrada do bloco de geração de pulsos enquanto o sinal de relógio decidirá a frequência desses pulsos [2]. O ritmo de amostragem do sinal de relógio deve ser o mais elevado possível para que tanto a modulação como a desmodulação apresenta uma trama de dados o mais fidedigna possível.

4.1.2 Geração de pulsos

Na Figura 4.5 encontra-se ilustrado o gerador de pulsos proposto. Assim sendo, o sinal de relógio modulado será enviado para a entrada do gerador de pulsos. De uma forma muito sucinta, a cada flanco descendente do valor de entrada, um pulso com pico positivo surgirá na porta lógica NOR uma vez que uma das entradas se encontra com um atraso protagonizado por uma cadeia de inversores e

assim ambas as entradas do NOR só se encontram com o valor “0” quando ambas as entradas estiverem no flanco ascendente [2]. A largura do pulso será determinada pelo atraso proporcionado pelos inversores.

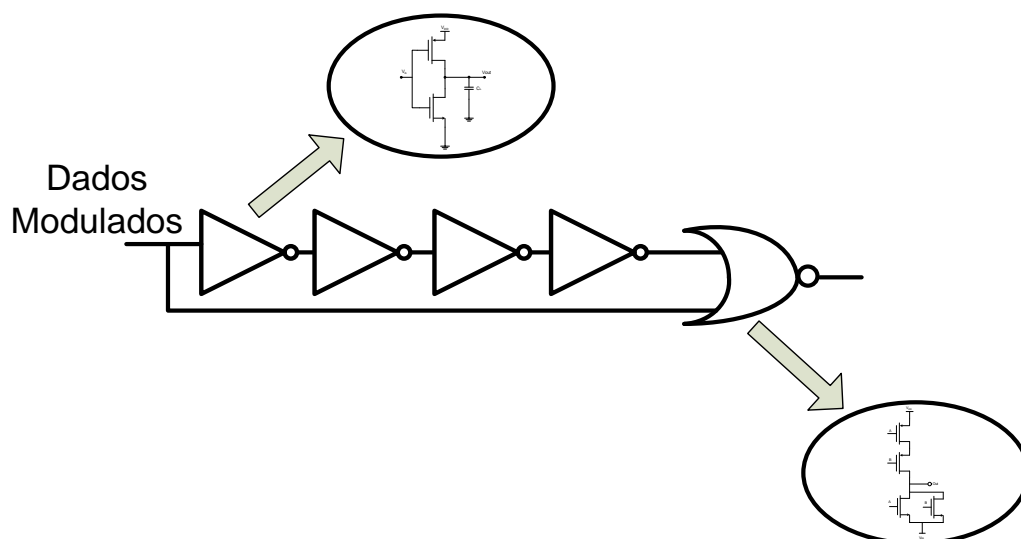


Figura 4.5 – Estrutura proposta do gerador de pulsos.

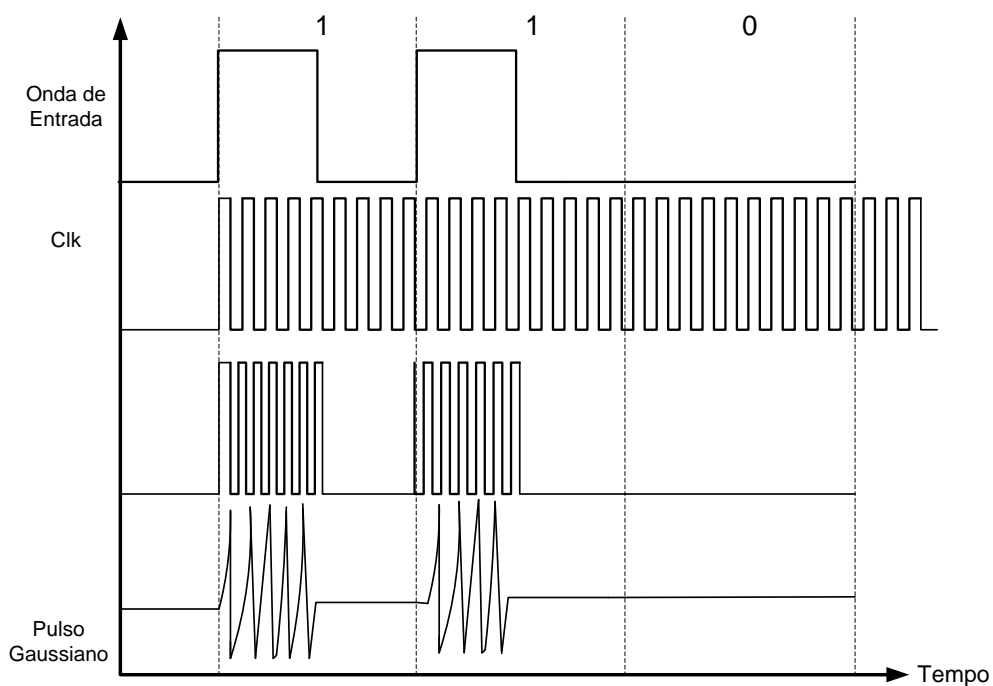


Figura 4.6 – Andamento temporal representativo da geração de pulso.

4.1.3 Amplificador de saída e formatação do impulso

O amplificador de saída, ilustrado na Figura 4.7, é usado de forma a ajustar a amplitude do pulso transmitido e interligar uma antena de 50Ω . É constituído por dois andares de saída, sendo o primeiro andar uma estrutura cascode de source comum e *gate* comum com uma degeneração indutiva e o segundo andar é um seguidor com uma carga activa [2]. A frequência de ressonância do ponto de vista do transístor M1 é igual a 3GHz.

A expressão do ganho é dada por:

$$A_v = -G_m Z_L \quad (4.1)$$

ou

$$A_v = \frac{-g_m Z_L}{1 + g_m Z_s} \quad (4.2)$$

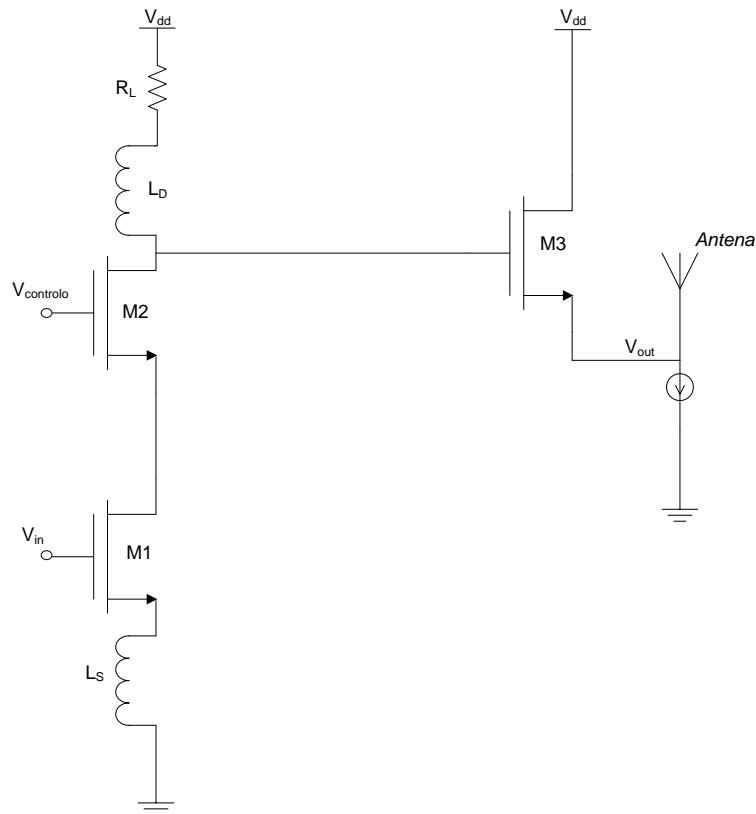


Figura 4.7 – Amplificador de saída, [2].

O transístor M1 é polarizado para operar na região da saturação enquanto que o transístor M2 opera na região linear [22]. Assim sendo, o ganho do amplificador com o transístor M2 na região linear é dado pela expressão

$$A_v = -r_{ds}\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{in} - V_t) = -g_m r_{ds} = -g_m \frac{1}{\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{gs} - V_t)} \quad (4.3)$$

Assim sendo, o ganho total do amplificador de saída é controlado pela variação da tensão de controlo na entrada do transístor M2. O ganho pode assim ser expressado pela seguinte equação:

$$A_v = \frac{-g_m Z_L - g_m r_{ds}}{1 + g_m Z_s} = \frac{-g_m Z_L - g_m \left(\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{gs} - V_t) \right)^{-1}}{1 + g_m Z_s} \quad (4.4)$$

4.2 Receptor UWB não coerente baseado em detecção de energia

Nesta secção será então dada ênfase à recepção UWB e respectivo detalhe face aos blocos que compõe um receptor de UWB não coerente baseado em detecção de energia, tal como ilustra a Figura 4.8.

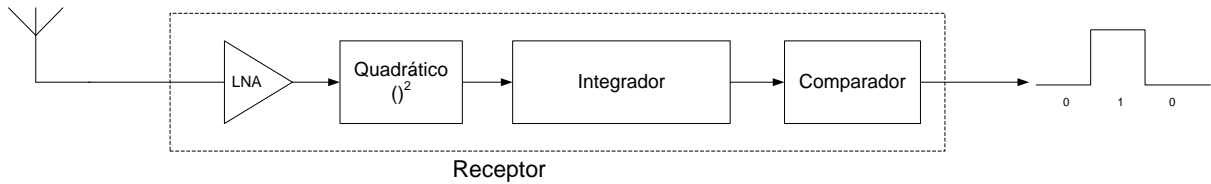


Figura 4.8 – Estrutura do receptor não-coerente.

4.2.1 Amplificador de baixo ruído

Na arquitectura do receptor UWB, o primeiro andar de ganho é o amplificador de baixo ruído, também denominado de LNA, o qual deve ter um ganho relativo bastante nivelado e uma terminação de $50\ \Omega$ boa acima da banda de frequência de operação, enquanto introduz uma quantidade baixa de ruído de forma a proporcionar a amplificação de sinais de entrada UWB RF fracos vindos da antena. Para além dos requisitos acima descritos, o LNA também deve consumir uma corrente o mais baixa possível. Assim sendo, o amplificador de baixo ruído final é baseado num amplificador de fonte comum com degeneração indutiva, como mostra a Figura 4.9 [22].

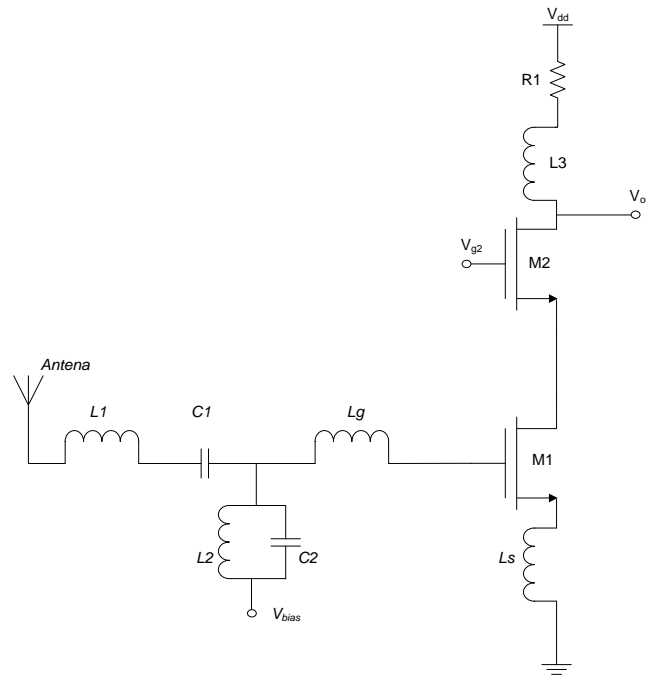


Figura 4.9 – Amplificador de Baixo Ruído (LNA), [22].

Na banda passante o ganho do amplificador de baixo ruído é dado pela expressão

$$A_v = -g_{m1} \cdot R_{out} \quad (4.5)$$

O tamanho dos transístores e correntes de funcionamento são seleccionados de forma a maximizar o ganho enquanto se preza o baixo consumo de potência. Para as altas frequências, a malha de adaptação em termos de potência e ruído é bastante similar. Assim sendo, uma das técnicas usadas, para UWB de forma a efectuar a adaptação de entrada a aplicar no LNA, é a técnica de adaptação em escada LC (Figura 4.10) [2].

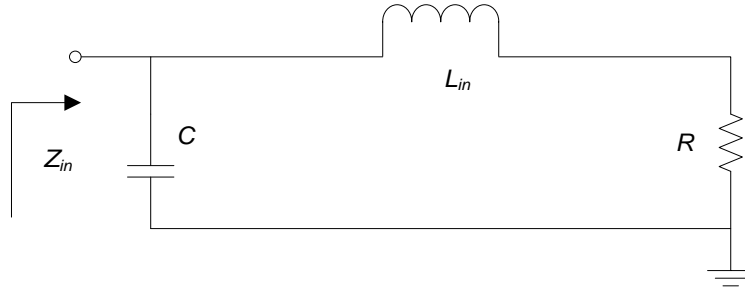


Figura 4.10 – Malha de adaptação de escada LC, [22].

Os valores de L_{in} e C são obtidos através das seguintes expressões:

$$L_{in} = \frac{R}{\omega_0} \quad (4.6)$$

$$C = \frac{1}{\omega_0 R} \quad (4.7)$$

A impedância de entrada é igual a R até ω_0 , que representada a frequência de corte passa-baixo. Usando o passa-baixo na transformação em passa-banda, as bobines em série são transformadas em séries de LC e o curto-circuito do condensador em LC em paralelo (Figura 4.11) [22].

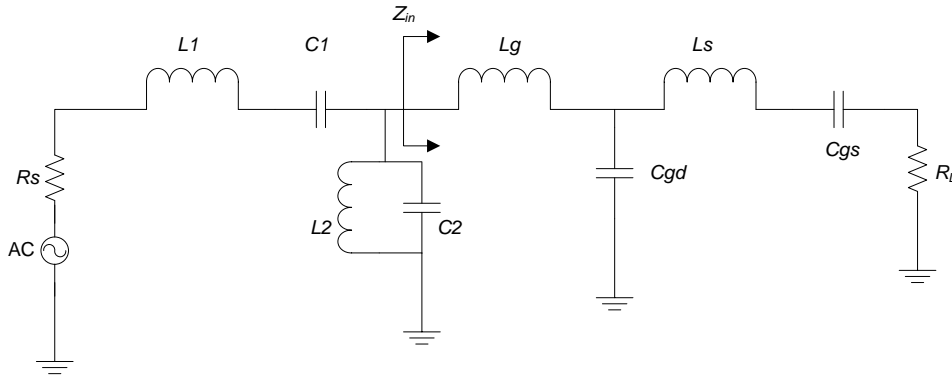


Figura 4.11 – Rede de adaptação para a entrada do LNA, [22].

A impedância de entrada pode ser expressa da seguinte forma:

$$Z_{in} = sL_g + \left(\frac{1}{sC_{gs}} + R_L + sL_s \right) \parallel \frac{1}{sC_{gd}} \quad (4.8)$$

onde a parte real da impedância de entrada R_L é escolhida de forma a ser igual à resistência da fonte R_s , ou seja, $50 \, \Omega$ [22]. Assim sendo, a partir do princípio de análise da degeneração indutiva, o modelo da impedância de entrada para a fonte indutiva degenerativa pode ser simplificada pela expressão

$$Z_{in} = sL_{ind} + \frac{1}{sC_{gs}} + \omega_T L_{ind} \quad (4.9)$$

sendo $\omega_T = \frac{g_m}{C_{gs} + C_{gd}}$.

Por fim, as equações de forma a calcular as bobines e condensadores para efectuar a adaptação correcta são as seguintes [22]:

$$L_2 \approx \frac{R_s}{\omega_L} \quad C_{gs} \approx \frac{1}{\omega_L R_s} \quad (4.10)$$

$$L_g + L_s \approx \frac{R_s}{\omega_H} \quad C_2 \approx \frac{1}{\omega_H R_s} \quad (4.11)$$

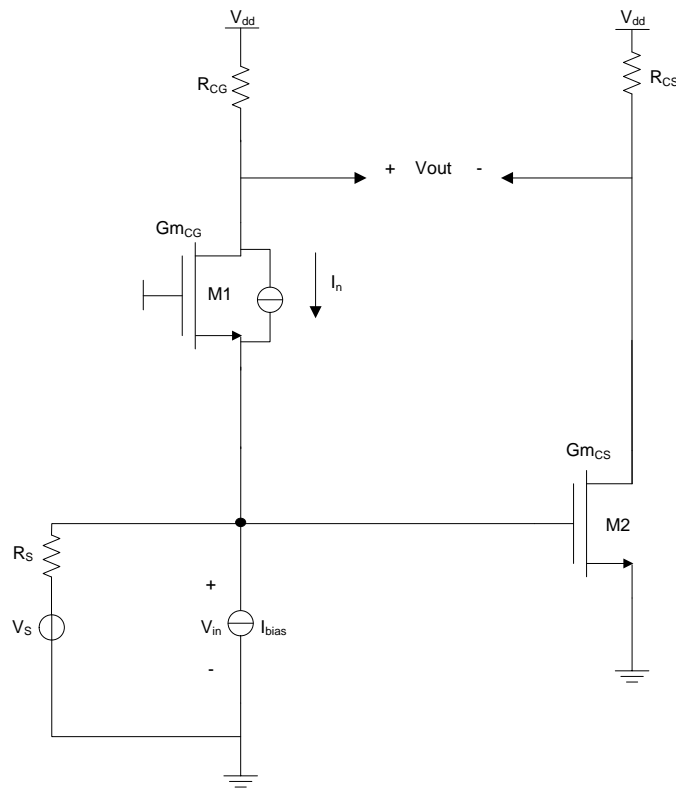


Figura 4.12 – Amplificador de Baixo Ruído UWB, [29].

O amplificador ilustrado na Figura 4.12 é o amplificador proposto e simulado, cujos resultados serão contemplados no Capítulo 5. As principais características deste LNA UWB são as seguintes:

cancelamento de ruído, maior largura de banda e transformação de uma entrada *single-ended* em saída diferencial.

Quando comparado com o modelo apresentado na Figura 4.9, a maior vantagem deste LNA UWB proposto prende-se com o facto de que a área ocupada é extremamente reduzida face ao inicialmente apresentado, pois a inexistência de bobinas permite uma redução de área e custos bastante elevada.

A corrente que atravessa a resistência de carga R_{CG} tem que ser igual à corrente na entrada I_{in} . Assim sendo temos que:

$$i_{in} = i_{R_{CG}} = \frac{v_{out, CG}}{R_{CG}} = \frac{v_{in} \cdot A_{v, CG}}{R_{CG}} \quad (4.12)$$

Por sua vez, a impedância de entrada da resistência R_{CG} pode ser expressa da seguinte forma:

$$R_{in, CG} = \frac{v_{in}}{i_{in}} = \frac{R_{CG}}{A_{v, CG}} \quad (4.13)$$

Para um transistor ideal, com resistência de saída infinita, a impedância de entrada por ser escrita como $R_{in, CG} = \frac{1}{g_m}$ e o ganho sendo igual a $A_{v, CG} = g_m \cdot R_{CG}$.

O valor do factor de excesso de ruído, γ , é igual a 2/3. Por outro lado, a medição da potência de saída relativa ao ruído e dividida pela contribuição do ruído da fonte de sinal, leva-nos ao cálculo do factor de ruído, NF, e que pode ser expresso da seguinte forma:

$$F = 1 + \frac{\gamma \cdot g_{mCG} \cdot (R_{CG} - R_S \cdot g_{mCS} \cdot R_{CS})^2}{R_S \cdot A_V^2} + \frac{\gamma \cdot g_{mCS} \cdot R_{CS}^2 \cdot (1 + g_{mCG} \cdot R_S)^2}{R_S \cdot A_V^2} + \frac{(R_{CG} + R_{CS}) \cdot (1 + g_{mCG} \cdot R_S)^2}{R_S \cdot A_V^2} \quad (4.14)$$

Sendo que $A_V = g_{mCG} \cdot R_{CG} + g_{mCS} \cdot R_{CS}$ e o valor de NF é inferior a 3.5 dB.

4.2.2 Bloco Quadrático

O bloco quadrático, que pode ser implementado com um auto-misturador, é um dos blocos importantes da desmodulação na recepção e será assim dada uma breve descrição do mesmo e as topologias usualmente escolhidas para concepção de misturador RF [6].

Regra geral, o misturador converte uma dada frequência numa frequência de valores mais elevados. Na Figura 4.13 é ilustrada de forma geral a ideia de como uma dada frequência ω_{if} , é

multiplicada por uma dada frequência denominada de frequência local de oscilação, ω_{lo} . Na saída é obtida uma saída de radio frequência, ω_{rf} .

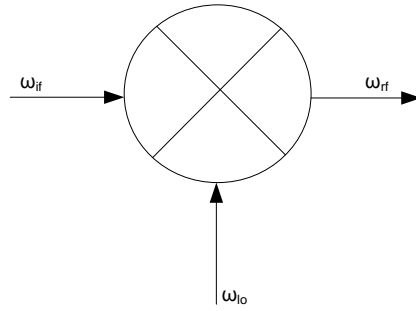


Figura 4.13 – Símbolo geral do misturador

Assumindo que a frequência intermédia do sinal é um sinal de co-seno, $V_{if} = A_{if} \cos(\omega_{if} \cdot t)$. Idealmente o sinal LO é uma onda quadrada com um ciclo de trabalho de 50%. A expansão de Fourier do sinal será igual a

$$V_{lo}(t) = \left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos(\omega_{lo} \cdot t) - \frac{2}{3\pi} \cos(3\omega_{lo} \cdot t) + \dots \right) \quad (4.15)$$

A multiplicação do sinal da frequência intermédia pelo sinal de frequência do oscilador local resulta na seguinte expressão

$$V_{rf}(t) = V_{if}(t) \times V_{lo}(t) = A_{if} \cos(\omega_{if} \cdot t) \times \left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos(\omega_{lo} \cdot t) - \frac{2}{3\pi} \cos(3\omega_{lo} \cdot t) + \dots \right) \quad (4.16)$$

O segundo termo da multiplicação fica o seguinte

$$A_{if} \cos(\omega_{if} \cdot t) \times \frac{2}{\pi} \cos(\omega_{lo} \cdot t) \quad (4.17)$$

$$\cos(\alpha) \times \cos(\beta) = \frac{1}{2} (\cos(\alpha + \beta) + \cos(\alpha - \beta))$$

Resulta então que

$$\frac{A_{if}}{\pi} (\cos(\omega_{if} \cdot t - \omega_{lo} \cdot t) + \cos(\omega_{if} \cdot t + \omega_{lo} \cdot t)) \text{ sendo que } \omega_{rf} = \cos(\omega_{if} \cdot t + \omega_{lo} \cdot t)$$

Assim sendo, de acordo com a equação acima se constata que a multiplicação ocorre e a frequência pretendida é obtida segundo a expressão seguinte

$$V_{if} = \frac{A_{if}}{\pi} \cos(\omega_{if} \cdot t + \omega_{lo} \cdot t) = A_{rf} \cos(\omega_{rf} \cdot t) \quad (4.18)$$

Facilmente se conclui que a função do *mixer* para por multiplicar dois sinais, o que leva a uma mistura entre eles resultando numa translação na frequência [6].

De acordo com a última expressão obtida, pode-se constatar que a banda de interesse é seleccionada por um filtro passa-banda centrado em $(\omega_{if} \cdot t + \omega_{lo} \cdot t)$ e a amplitude $\frac{A_{if}}{\pi}$ leva a obtenção de misturadores passivos, ou seja, não contemplam qualquer espécie de ganho. Por outro os misturadores activos geram um sinal com um determinado ganho a que se chama de ganho de conversão.

Os misturadores activos podem ser classificados de misturadores não-balanceados, balanceados simples e balanceados duplos.

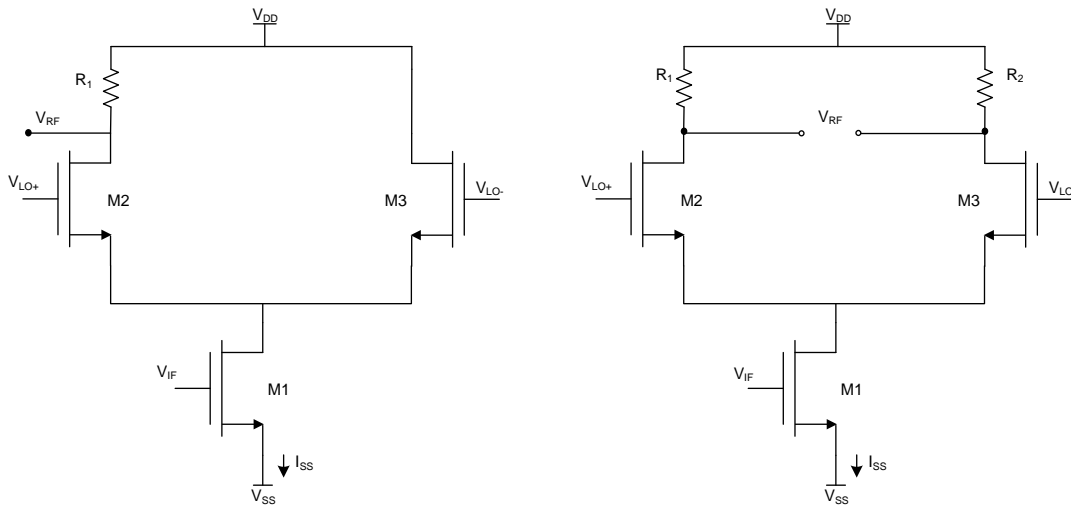


Figura 4.14 – Misturadores Não-balanceado e Balanceado simples.

Contudo, o misturador balanceado de Gilbert é o mais usado e a partir do qual se partiu para o bloco quadrático proposto nesta tese. Basicamente, o misturador de Gilbert contém um conversor de tensão-corrente o qual é composto pelos transístores M1 e M2 (ver Figura 4.15). Uma diferença de tensão é transformada numa diferença de corrente através dos transístores M1 e M2. Por sua vez essa corrente é transitada para os transístores M3-M6. Por sua vez a onda quadrada LO tem que ser larga o suficiente de forma a possibilitar esta transição ao longo dos transístores M3-M6 de forma a activá-los ou não, conforma o seu estado de activação [19].

Assim sendo aplicando o mesmo princípio de análise para os transístores M2 a M4, obtém-se a seguinte expressão:

$$I_{D2} = k \left(\sqrt{\frac{I_B}{k}} + V_{id} \right)^2 \quad (4.21)$$

Assim sendo, combinando as duas expressões anteriores resulta que a soma das duas correntes de dreno tronam-se proporcionais ao quadrado do sinal de entrada, se acordo com a seguinte expressão:

$$I_{SQ} = I_{D1} + I_{D2} = 2kV_{id}^2 + 2I_B \quad (4.22)$$

onde k é o ganho de corrente dos transístores M1S e M2S. Esta solução permite cobrir a banda de UWB e exibir uma distorção e níveis de ruído que são adequados para o receptor na sua totalidade [4] [5]. De notar que a sua validade apenas ocorre se o sinal de entrada esteja limitado num dado intervalo, dado pela expressão abaixo, pois caso contrário alguns transístores podiam entrar na zona de tríodo [26].

$$V_{id} \in \left[-\sqrt{\frac{I_B}{k}}; +\sqrt{\frac{I_B}{k}} \right] \quad (4.23)$$

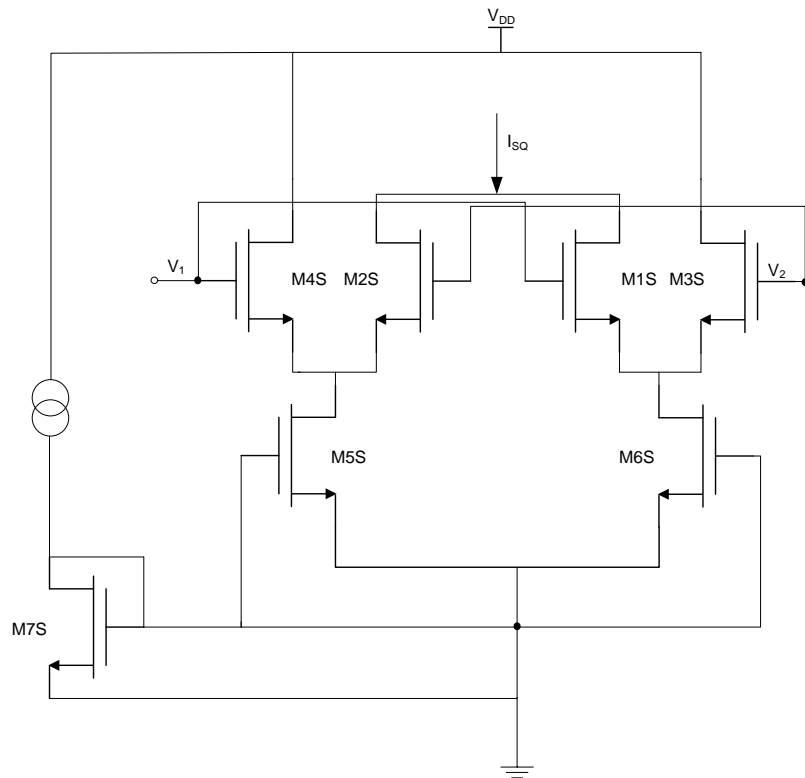


Figura 4.16 – Bloco Quadrático, [5].

4.2.3 Integrador

O bloco integrador encontra-se ilustrado na Figura 4.17 e baseia-se num amplificador operacional em configuração invertida e que assim implementa o funcionamento da integração. Como se pode observar esta configuração tem uma resistência na entrada e um condensador na parte de realimentação negativa.

A tensão de entrada provoca, através da resistência, uma corrente que atravessa o condensador, causando assim a acumulação de carga no mesmo. Se o condensador começa a acumular carga no período $t = 0$, então no período t , a corrente depositará no condensador uma carga igual a $\int_0^t i(t)dt$. A tensão no condensador irá variar da seguinte forma $\frac{1}{C} \int_0^t i(t)dt$. A tensão de saída do amplificador é a tensão negativa do condensador, e sendo assim, temos que

$$V_{out}(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t V_{in}(t)dt - V_{Cinicial} \quad (4.24)$$

onde o valor de $V_{Cinicial}$ é a tensão inicial no instante $t = 0$ no condensador. Depois a tensão de saída é proporcional ao tempo de integração na entrada, e o factor RC é a constante de tempo do integrador.

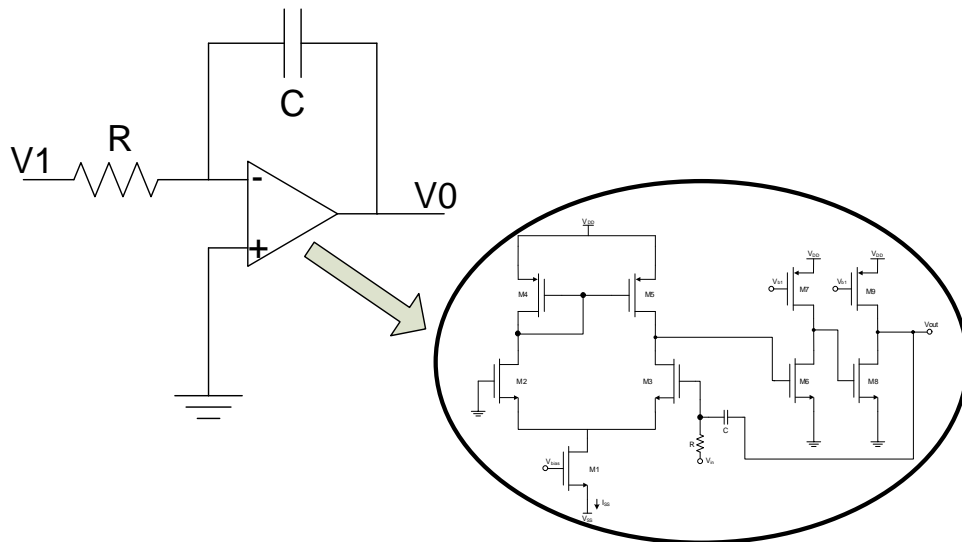


Figura 4.17 – Configuração do circuito de integração, [22].

O sinal de entrada é um trem de pulsos de período igual a T , sendo que o seu valor é estabelecido de forma a proporcionar ao integrador tempo suficiente para adquirir a carga que provém dos pulsos e efectuar a descarga antes da chegada de um novo trem de pulsos. A frequência do integrador é o inverso da constante de tempo de integração, ou seja, $\omega_{int} = \frac{1}{RC}$.

Para um trem de pulsos de curta duração, a constante RC deve ser o menor possível de forma a ter um valor de ganho aceitável.

Por último, o andar de saída final é uma série de amplificadores de *source* comum para assim amplificar o sinal antes de atingir a tensão de comparação. No Capítulo 5 será evidenciada a simulação e resultado da integração.

4.2.4 Comparador

O bloco comparador usado baseia-se num comparador de tensão. É usado um amplificador de alta sensibilidade e baixa complexidade, tal como ilustrado na Figura 4.18.

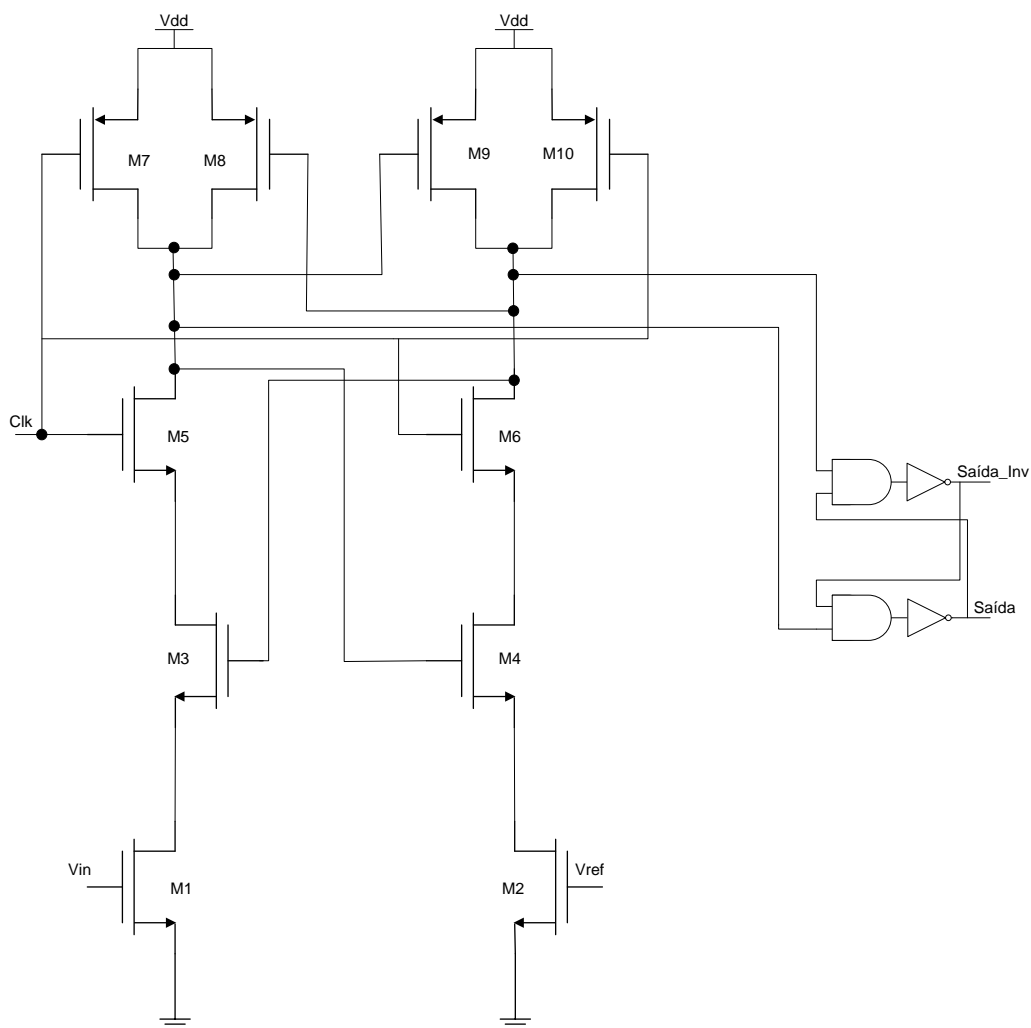


Figura 4.18 – Circuito Comparador, [22].

Analisando o comparador verifica-se que os transístores M3 – M6 formam um *latch* (dois inversores ligados entre si de forma inversa). Quando o valor do relógio (Clk) se encontra com o seu valor lógico a “1”, os transístores M5 e M6 encontram-se fechados (*switch*) e os transístores M7 e M10 encontram-se abertos. Quando a tensão de entrada aumenta e ultrapassa o valor de tensão de referência, a tensão do dreno do transístor M1 decresce e portanto a tensão de dreno do transístor M3 decresce igualmente. Isto leva a que ocorra uma pequena tensão na *gate* do transístor M4. Uma vez que a tensão de referência vai decrescendo face ao valor de tensão de entrada, a tensão de dreno do transístor M2 aumenta, assim como a tensão de dreno do transístor M4. Este processo ocorre até que a tensão de dreno do transístor M4 atinja o valor de Vdd.

Todo este processo ocorre num curto espaço de tempo e assim o dreno do transístor M4 é estabilizado e com isto ocorre assim uma comparação. Na Figura 4.19 encontra-se ilustrado o processo de comparação.

Deve ser tido em conta que a tensão de entrada deve ser grande o suficiente face a V_{th} (Tensão de *threshold*) para os transístores M1 e M2 trabalharem convenientemente. O ruído é minimizado uma vez que os sinais de entrada estão isolados do *latch* pelos transístores M1 e M2.

Por último, um *latch* NAND SR é usado no final da comparação de forma a proporcionar a saída do circuito conforme a mudança do sinal de relógio no flanco ascendente.

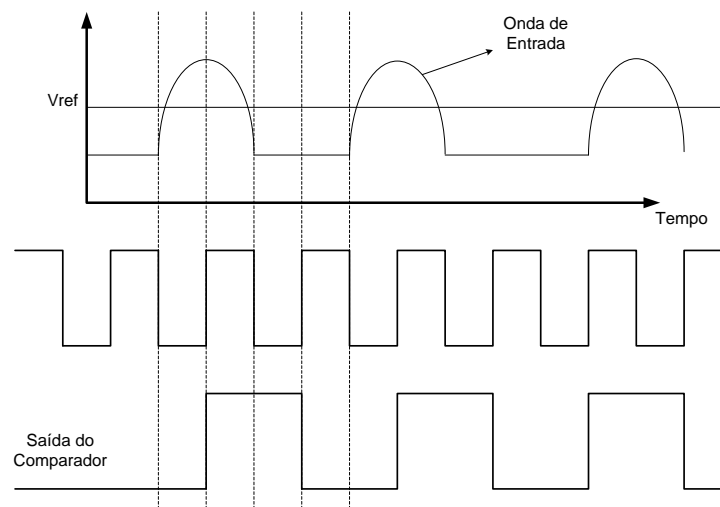


Figura 4.19 – Processo de Comparação, [22].

4.3 Antena UWB

As antenas são parte essencial de qualquer sistema *wireless*. A antena, segundo o *The IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas*, é definida como um meio de radiação e recepção de ondas de rádio, ou seja uma antena de transmissão é um dispositivo que usa os sinais de uma linha de transmissão, converte-os em ondas electromagnéticas e de seguida transmite as mesmas para o espaço

livre, tal como é ilustrada na Figura 4.20. Quando a antena opera em modo de recepção, a mesma adquire as ondas electromagnéticas incidentes e converte as mesmas em sinais.

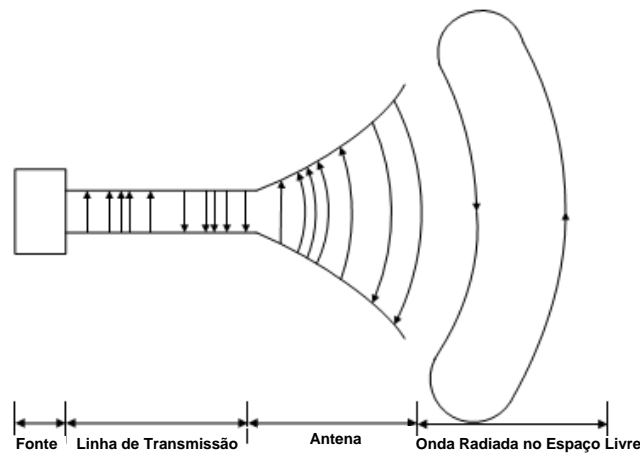


Figura 4.20 – Antena como dispositivo de transição.

Num sistema avançada de comunicação *wireless*, a antena é geralmente usada para otimizar ou acentuar a energia radiada em algumas direcções e suprimir noutras para uma dada gama de frequências. Igualmente, a antena deve servir como dispositivo direccionado em adição à função de dispositivo de transição. Assim sendo, de forma a cumprir os requisitos, a antena pode adquirir várias formas, consoante a utilidade, podendo assim ser um pedaço de fio condutor, uma abertura, um caminho, um reflector, uma lente, um conjunto de elementos entre outros mais. Um bom desenho de uma antena pode permitir um relaxamento do sistema e um aumento da performance do mesmo, sendo os parâmetros a ter em consideração os seguintes:

- largura de banda
- padrão de radiação
- ganho
- diretividade

Tal como nos sistemas convencionais de comunicação *wireless*, a antena também desempenha um papel crucial nos sistemas UWB. Contudo os desafios que se prendem com o desenho de uma antena para UWB são maiores face a uma antena para banda estreita [21].

Acima de tudo, o que distingue uma antena de UWB face às outras é que a largura de banda centra-se em frequências altas de largura de banda elevada. Uma antena UWB deve ser capaz de englobar uma largura de banda absoluta não inferior a 500MHz, ou numa banda fraccionável de 0.2. A performance de uma antena UWB é requerida que seja de forma consistente ao longo da banda de operabilidade. Idealmente, os padrões de radiação da antena, ganhos e adaptação de impedâncias devem ser estáveis e o mais perto da banda. Por vezes, é necessário que a antena de UWB providencie

uma banda de rejeição de forma a coexistir com dispositivos de banda estreita e serviços que ocupam a mesma banda.

Por outro lado, as propriedades de radiação direccional ou omnidireccional são requeridas dependendo da aplicação prática. Os padrões omnidireccionais são vulgarmente desejados em sistemas móveis. Para sistemas de radar e outros sistemas direccionais onde o valor do ganho tem que ser elevado, as características direccionais de uma antena são as desejáveis.

A antena UWB deve ser a mais compacta e pequena possível de forma a ser compatível com os dispositivos UWB especialmente em dispositivos móveis e portáteis. É altamente desejável que a antena possua um baixo perfil e compatibilidade ao nível da integração em circuito PCB. Deve ainda cumprir com os requisitos da máscara de emissão de potência regulamentada pela FCC ou outras entidades reguladoras das telecomunicações.

Por fim, a antena UWB deve cumprir os requisitos no que toca às características do domínio do tempo. Por exemplo, para a antena de banda estreita, a mesma tem uma performance em tudo igual ao longo de toda a largura de banda e os parâmetros de ganho e *return loss* tem pequenas variações em torno da banda operacional. Por outro lado, os sistemas de UWB usam pulsos de curta duração para transmissão de dados, ou seja, uma grande parte da largura de banda encontra-se ocupada e como tal a antena não pode ser tratada como um “spot filter” mas sim como um filtro passa-banda. Neste caso, a antena impõe mais cuidados de dimensionamento face ao sinal de entrada. Como resultado, a performance de alto nível em termos temporais, ou seja o mínimo de distorção do pulso na onda recebida, para a ser uma das principais preocupações no desenho e dimensionamento de uma antena UWB uma vez que o sinal passa a ser portador de informação relevante. Portanto, torna-se assim indispensável e importante o estudo das características da antena no domínio do tempo [21].

4.3.1 Modelo Eléctrico da Antena UWB

Nesta tese será analisada e modelada a antena em formato de dipolo, uma vez que são as mais simples de analisar e construir, sendo as preferencialmente usadas em sistemas de *short range*. Apresentam uma largura de banda aceitável podendo contudo haver limitações ao nível da eficiência e terminação.

Na Figura 4.21 encontra-se ilustrado o modelo de uma antena dipolo de comprimento $\lambda/2$.

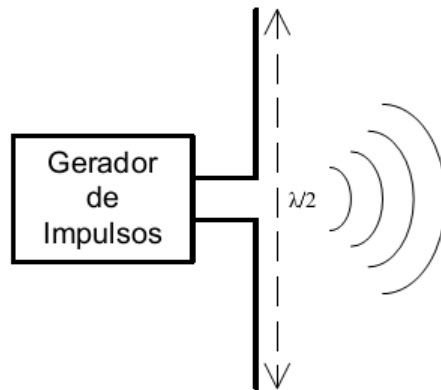


Figura 4.21 – Modelo da antena dipolo.

No que respeita à transmissão, apesar da antena deste tipo não ser a mais eficaz para sinais UWB, a verdade é que o seu baixo custo aliado à facilidade de construção leva a que a prestação evidenciada pela mesma seja uma escolha favorável para usar na modelação da antena no sistema apresentado nesta tese.

De forma a validar o uso deste tipo de antena, foi modelado a antena dipolo de acordo como o seu esquema eléctrico equivalente, como ilustra a Figura 4.22. Face a este modelo, a antena irá operar numa gama de frequências dos 0 Hz aos $1,2 \times f_0$ sendo f_0 a frequência de ressonância da antena [21]. Como se pode verificar, o funcionamento da antena é modulado com recurso a elementos passivos. A bobina L e o condensador C modelam o comportamento da antena, a resistência R_l representa a resistência de radiação da antena e o condensador C_p modela o comportamento abaixo da frequência de ressonância. Por fim, a resistência R_s representa a resistência interna da fonte não tendo nada a ver com o modelo da antena dipolo. Todos os cálculos e simulações serão apresentados no Capítulo 5.

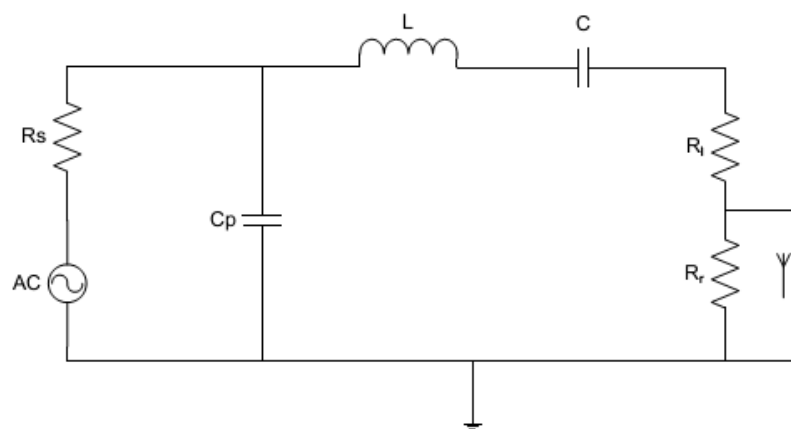


Figura 4.22 – Modelo eléctrico da antena dipolo.

Sendo que o sinal de transmissão a considerar terá uma frequência central à volta dos 500 MHz, abaixo foram efectuados os cálculos dos valores dos elementos passivos de forma a reproduzir o funcionamento de uma antena dipolo com comprimento $\lambda/2$ [21]. Assim sendo, o comprimento de onda de um sinal com uma determinada frequência central pode ser calculado pela relação entre a velocidade da luz no vácuo e a frequência do sinal. Para o caso em que o sinal tem uma frequência central de 500 MHz, o comprimento de onda calculado é o seguinte:

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{300\,000\,000\,ms^{-1}}{500\,000\,000\,s^{-1}} = 0,6m \quad (4.25)$$

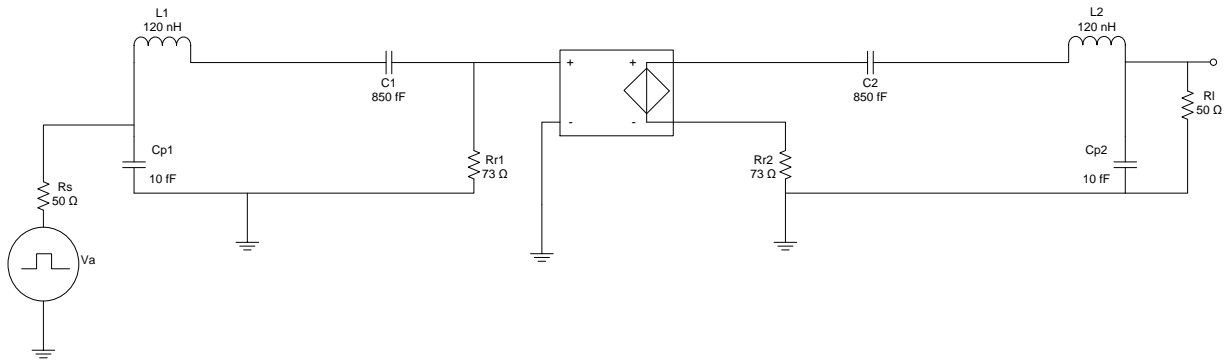


Figura 4.23 – Canal de transmissão para emissão e recepção das antenas dipolos para sinais UWB

Os elementos do modelo da antena foram calculados com recurso às equações da frequência de ressonância da antena, f_0 , e factor de qualidade da mesma (Q).

$$f_0 = \frac{\omega_0 L}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.26)$$

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R_r + R_l} = \frac{1}{R_r + R_l} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (4.27)$$

Assim sendo a partir das equações acima representadas, é possível calcular o valor do condensador e da bobine presente no modelo da Figura 4.23. Esse valor dependerá sempre da frequência de ressonância que se pretende assim como do factor de qualidade que se pretende obter.

$$C = \frac{1}{2\pi f_0 \times Q(R_r + R_l)} \quad (4.28)$$

$$L = \frac{Q(R_r + R_l)}{2\pi f_0} \quad (4.29)$$

Considerando um factor de qualidade de 5 e uma frequência de ressonância de 500 MHz, assim como uma resistência de perdas R_i de 2Ω e uma resistência de radiação R_r de 73Ω , obteve-se os respectivos valores para o condensador e para a bobine:

$$C = \frac{1}{2\pi \times 500 \times 10^6 \times 5 \times (73 + 2)} = 8,5 \times 10^{-13} \approx 850 \text{ fF}$$

$$L = \frac{5 \times (73 + 2)}{2\pi \times 500 \times 10^6} = 1,19 \times 10^{-7} \approx 120 \text{ nH}$$

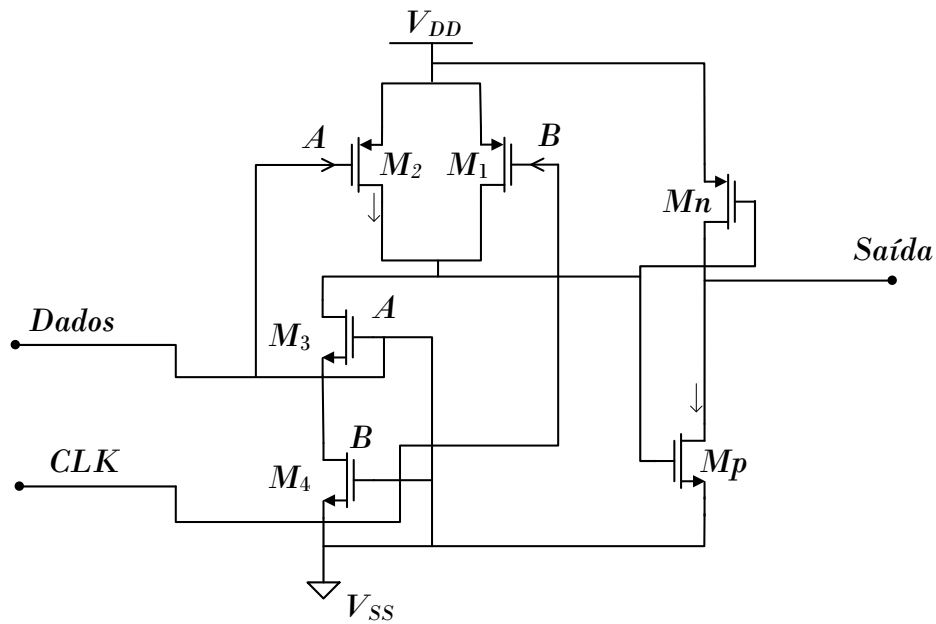


Figura 5.2 – Modulador de Dados.

Será demonstrado o funcionamento do gerador, com particular destaque para o inversor CMOS e NAND, sendo que a parte do atraso implementada por inversores é bastante importante, pois a duração desse atraso irá influenciar o pulso gerado em questão em termos de duração e amplitude, para depois ao atacar a antena o mesmo seja o suficiente para ser transmitido ao receptor, ou seja, é importante o tempo de resposta da antena ao impulso gerado. O impulso gerado será baseado na modulação OOK.

Na figura anterior pode-se constatar que os inversores usados apresentam um transistor NMOS e um transistor PMOS ligados pelo dreno. Todos os transistores PMOS têm a mesma dimensão assim como os transistores NMOS, sendo os valores de W e L apresentados na tabela abaixo. Os valores foram escolhidos de forma a aproximar ao critério de dimensionamento em que $W_n = 2 \times L_{min}$ e $W_p = 3 \times W_n$, onde $L_{min} = 120 \text{ nm}$.

Tabela 5.1 – Valores de W e L para Gerador de Impulsos e Modulador de Dados

Transistor	Width	Length
M_n	2um	360nm
M_p	6um	1um
M_1	6um	120nm
M_2	6um	120nm
M_3	2um	120nm
M_4	2um	120nm

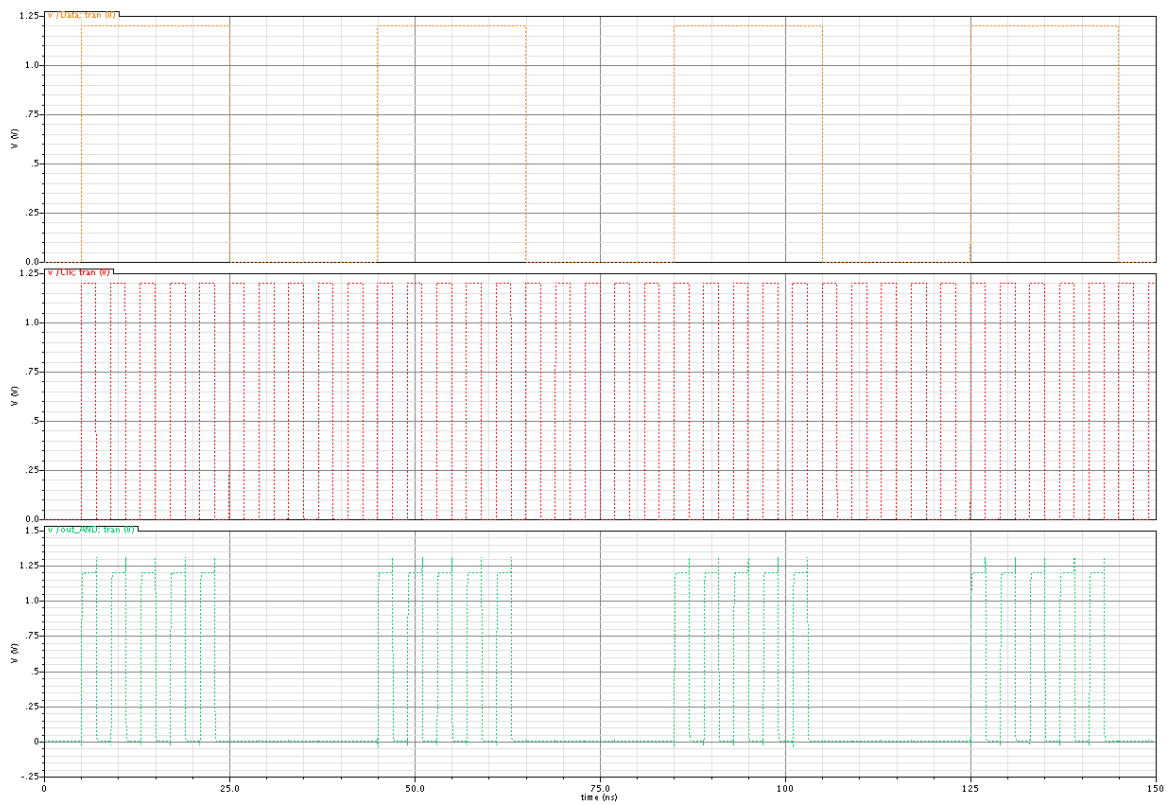


Figura 5.3 – Modulação OOK.

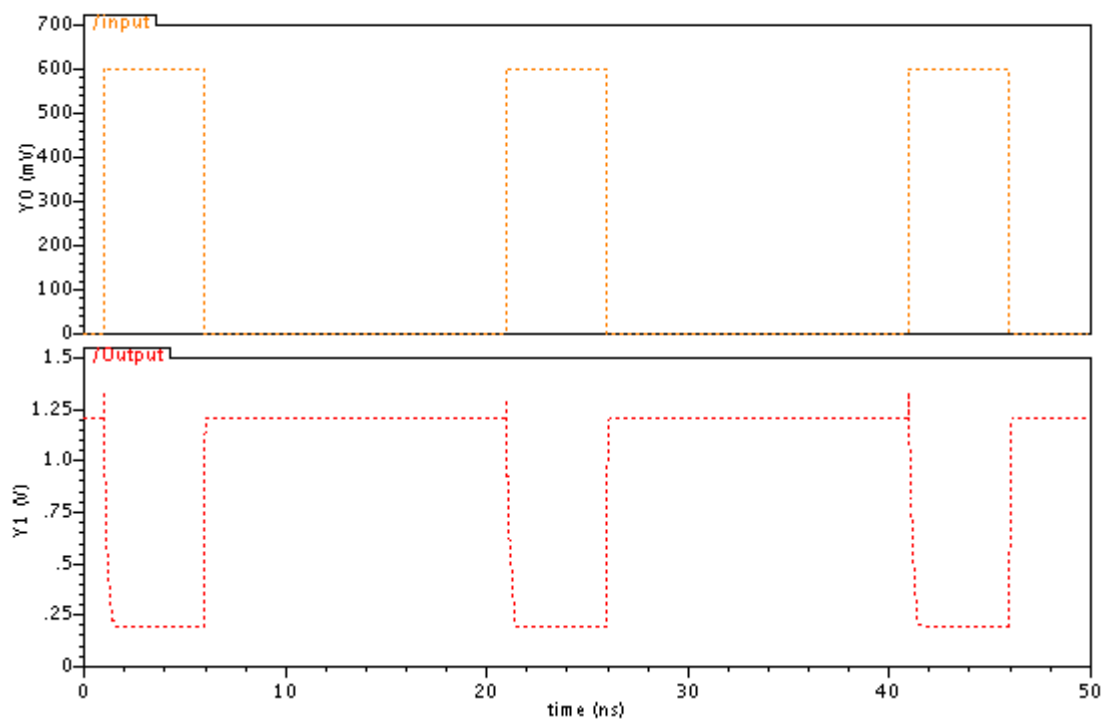


Figura 5.4 – Resposta do Inversor ao sinal de entrada aplicado.

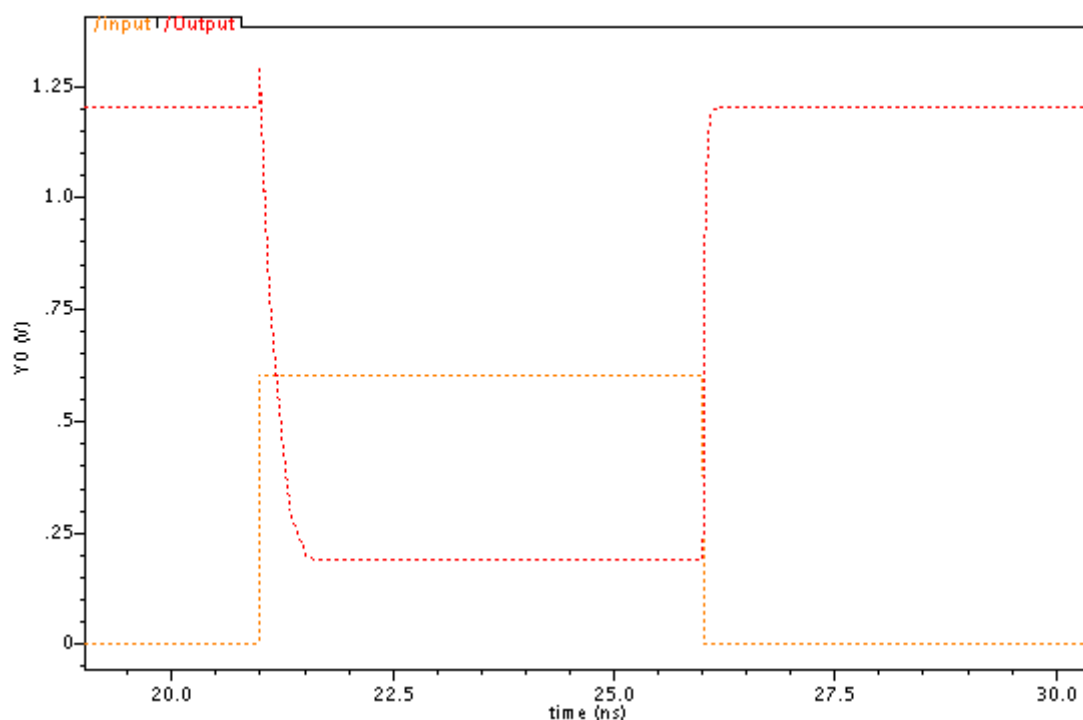


Figura 5.5 – Resposta Ascendente e Descendente do Inversor.

Verifica-se assim, por análise das figuras anteriores, que o inversor é mais rápido a reagir numa transição ascendente face a uma transição descendente. Tal deve-se ao facto do transístor estar a conduzir na altura e quando ocorre a transição ascendente na entrada do transístor NMOS este começa a conduzir, sendo que quando a transição é descendente ele entra ao corte e é o transístor PMOS que conduz.

Sendo que o transístor NMOS é mais rápido que o PMOS, é natural que os tempos de resposta do inversor sejam diferentes, sendo este determinante para o atraso que será por ele introduzido na porta lógica NAND e que por sua vez irá provocar a geração do impulso desejado. Assim sendo, controlando o atraso proporcionado pela cadeia de transístores, consegue-se controlar a duração do impulso gerado. Na Figura 5.6 encontra-se o resultado da cadeia de inversores para geração do atraso.

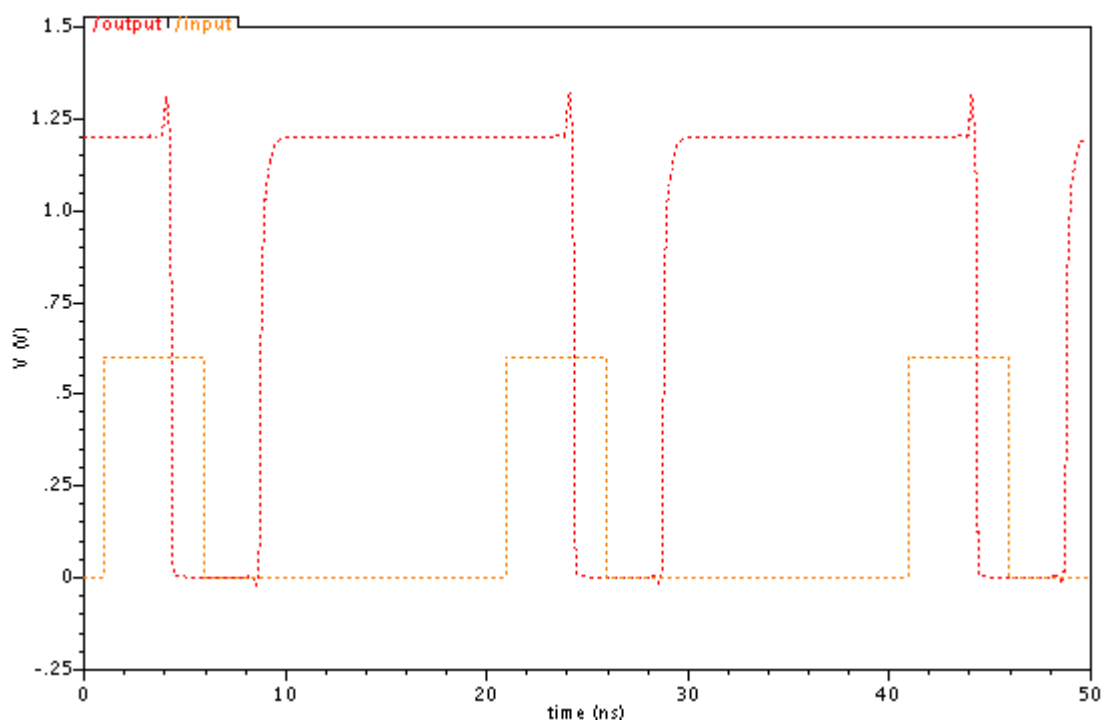


Figura 5.6 – Atraso proporcionado pela cadeia de inversores.

É na porta lógica NAND, que afce aos atrsaos provocados pela cadeia de inversores, que os impulsos são gerados, sempre que ocorra uma transição quer ela seja ascendente ou descendente. Posteriormente são eliminados os impulsos relativos à transição ascendente.

Observando a Figura 5.6 verifica-se face aos atrasos proveniente da cadeia de inversores, que são gerados pequenos impulsos pela NAND, sendo gerado um impulso sempre que um dos bits de entrada seja diferente de zero. São eliminados os impulsos desejados e obtido o pulso pretendido como mostra a Figura 5.7. Quando o pulso não for o mais próximo do desejado, mais atrasos terão que ser introduzidos nos impulsos gerados e como tal uma forma de introduzir esse atraso é incrementar o número de inversores na cadeia de atraso de forma a atrasar o sinal na entrada da NAND.

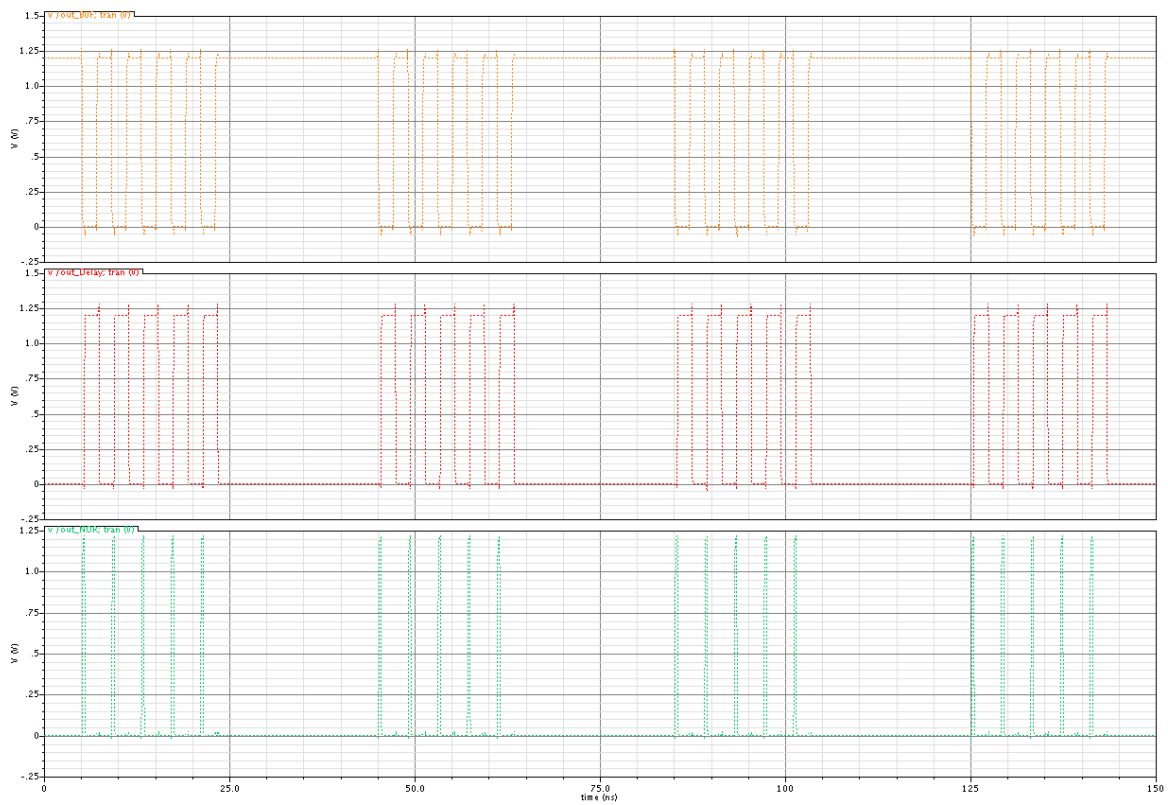


Figura 5.7 – Resultado do trem de pulsos gerados pelo gerador de pulsos.

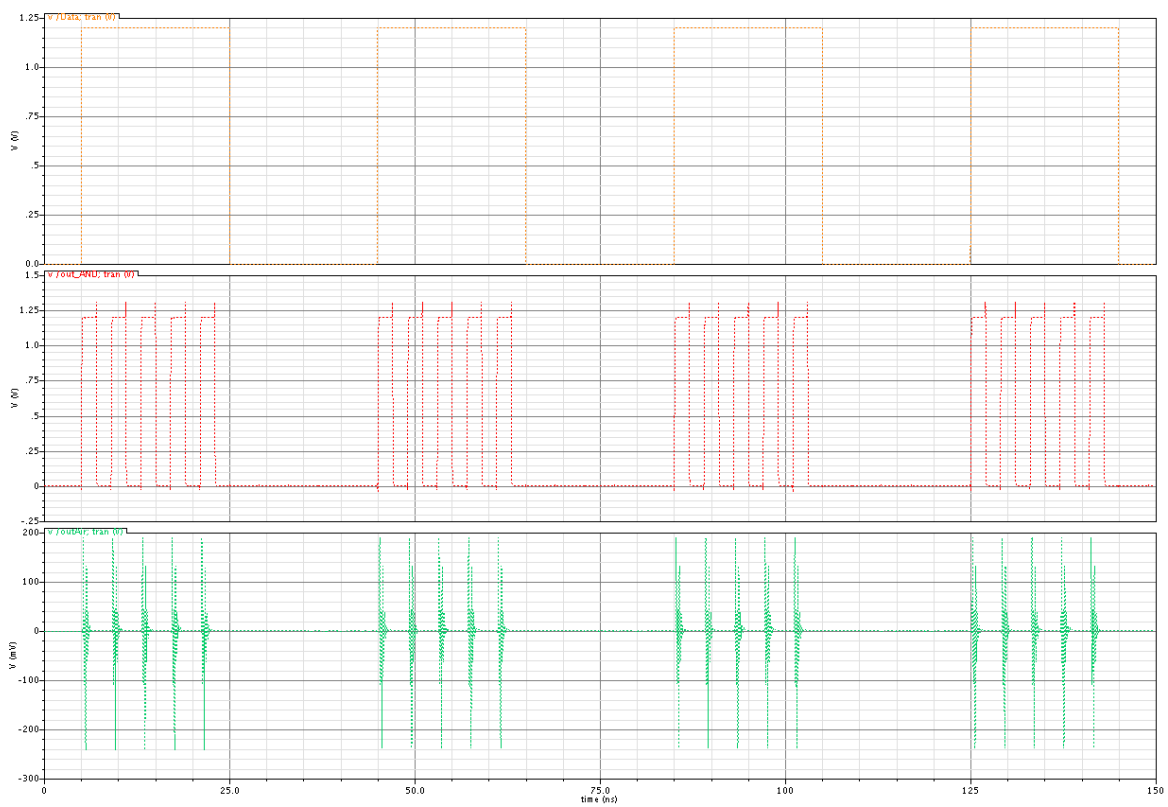


Figura 5.8 – Pulso gerado.

5.2 Receptor UWB

Analisada a estrutura do receptor ao longo do Capítulo 4, incluiu-se ao longo desta secção as simulações resultantes da parte de recepção e os respectivos constituintes como o amplificador de baixo ruído UWB, o quadrático, a integração e comparação para obtenção do valor esperado final.

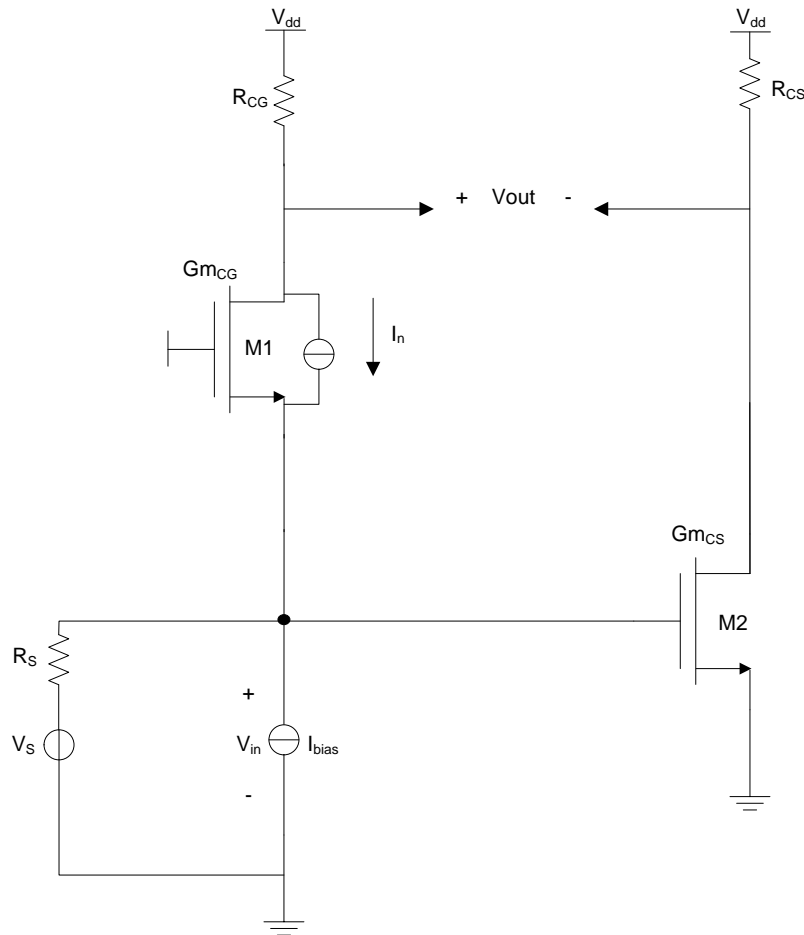


Figura 5.9 – Amplificador de baixo ruído UWB simulado em tecnologia CMOS 130 nm.

Apesar das várias técnicas existentes para detecção de impulsos, a estrutura adoptada baseia-se numa detecção não-coerente usando a detecção de energia. Neste caso, o facto de não existir uma pré-amplificação na entrada do receptor, permite assim reduzir o consumo de energia de forma substancial.

O bloco quadrático irá receber um sinal de baixa amplitude que por sua vez será amplificado para o dobro da sua frequência e em seguida comparado com um valor de referência para posteriormente ser feita uma integração do mesmo antes de resultar no trem de pulsos pretendidos. Na Figura 5.12 e Figura 5.14 observa-se a amplificação do sinal recebido quando transmitido por parte do emissor

assim como a detecção efectuada para posteriormente ser feita a modulação e recuperação do trem de pulsos desejados.

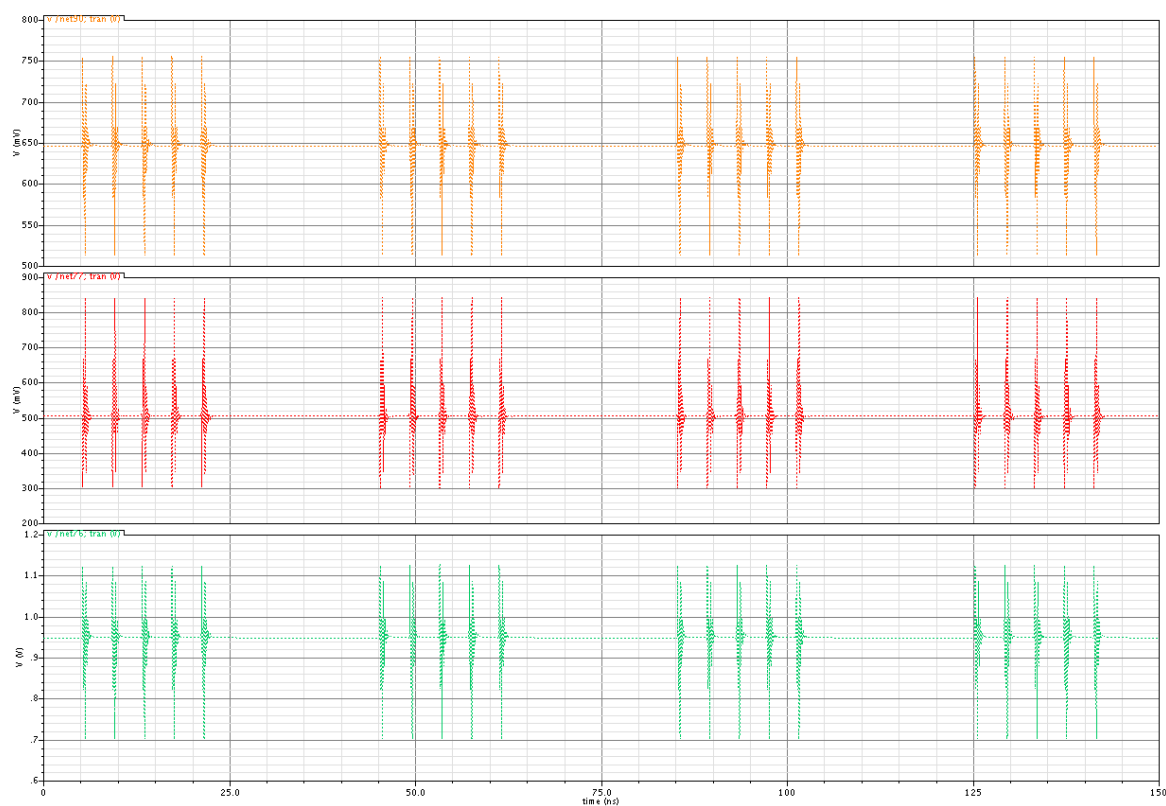


Figura 5.10 – Resposta do bloco LNA a um sinal de baixa amplitude.

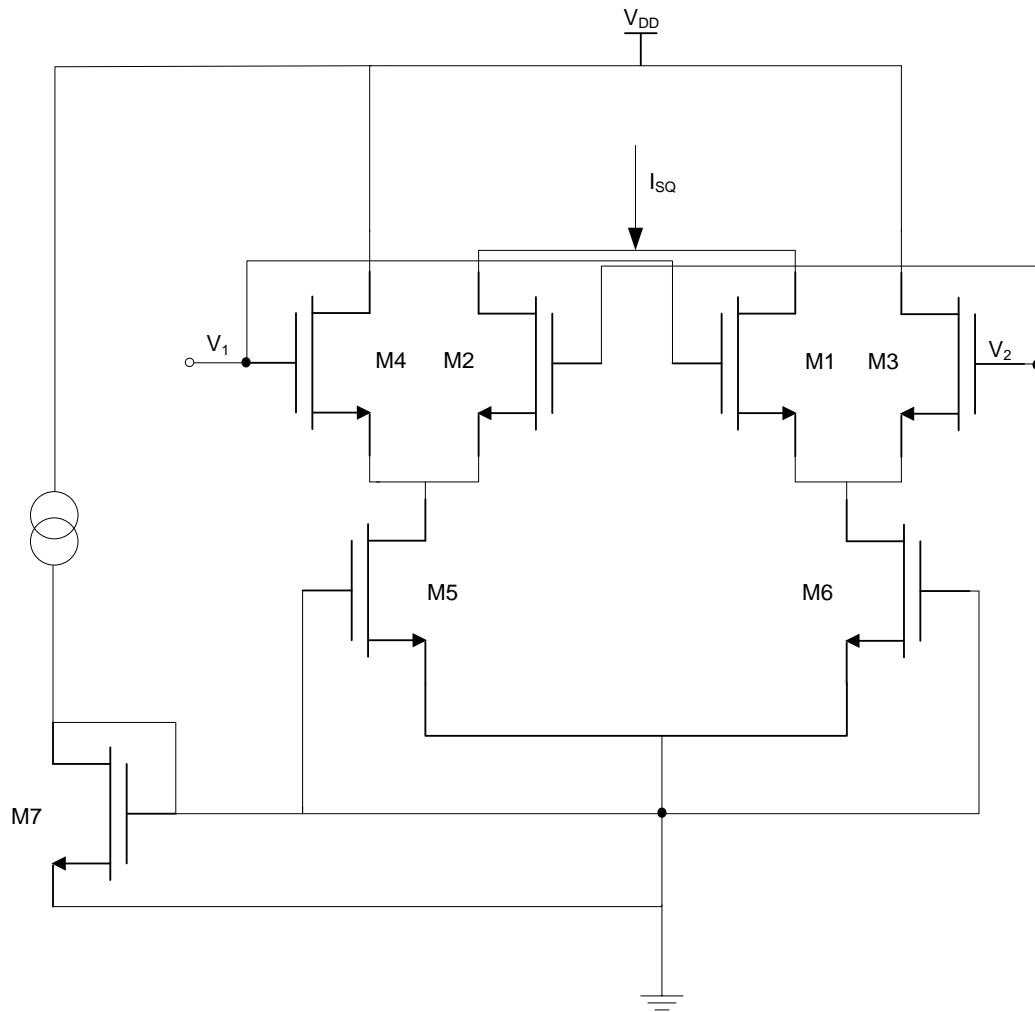


Figura 5.11 – Bloco quadrático simulado.

No dimensionamento dos transístores foram usadas as expressões abordadas no Capítulo 4, na secção respectiva de cada bloco, sendo que para o caso do bloco quadrático os valores foram os seguintes:

- M1 e M2 com valor de $W = 1.5 \mu\text{m}$ e $L = 0.25 \mu\text{m}$
- M3 e M4 com valor de $W = 30 \mu\text{m}$ e $L = 0.25 \mu\text{m}$
- M5, M6 e M7 com valor de $W = 9 \mu\text{m}$ e $L = 0.9 \mu\text{m}$
- $(n+1) * I_B = 460 \mu\text{A}$
- $n = 20$

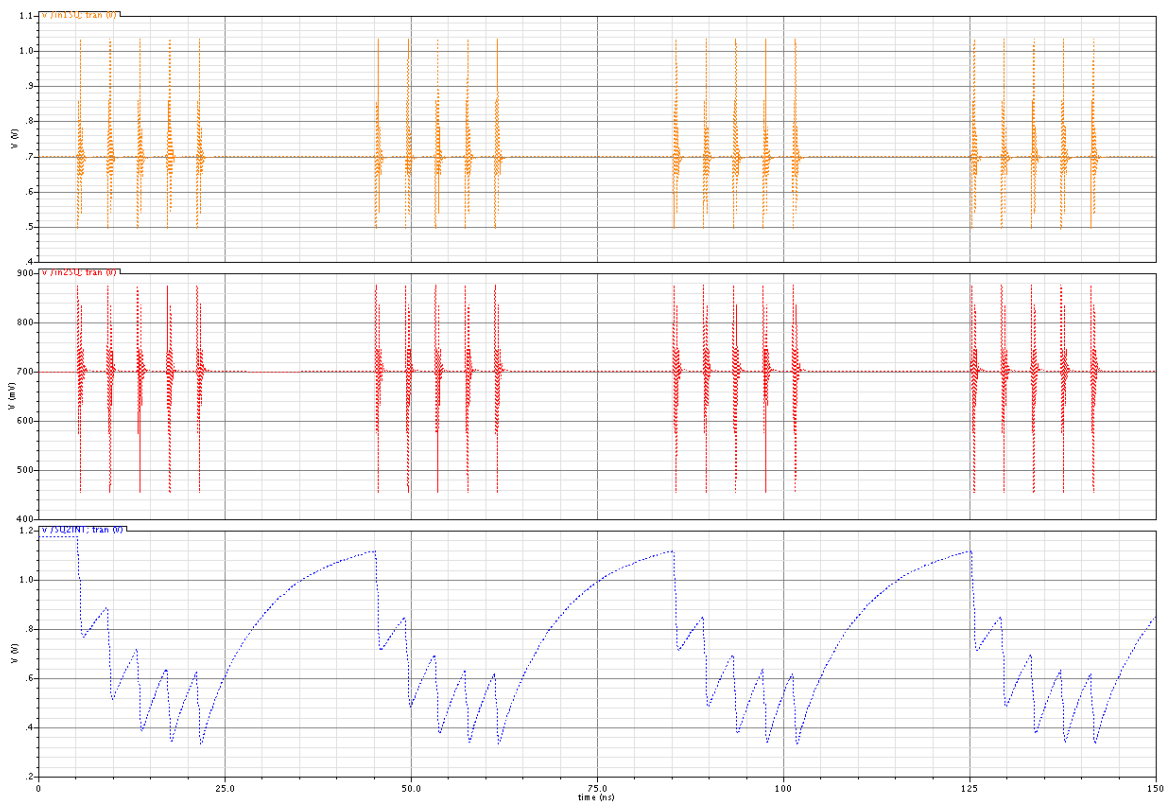


Figura 5.12 – Resposta do bloco quadrático a um sinal de baixa amplitude.

De forma a aumentar o nível do sinal recebido e comparar com um sinal de referência (comparador), foi ainda considerado uma parte de integração. Durante o tempo de integração, o integrador passa por armazenar o máximo de carga possível até que um próximo ciclo ocorra. Em seguida o sinal diferencial resultando do bloco quadrático é convertido numa saída simples. O período do sinal de controlo permitirá ao integrador ter tempo suficiente de forma a capturar o trem de pulsos, sendo que permite inclusive a descarga do integrador antes da chegada de um novo trem de pulsos.

Por último, verifica-se o que trem de pulsos foi recuperado, sendo por isso o sinal de entrada totalmente recuperada na parte do emissor.

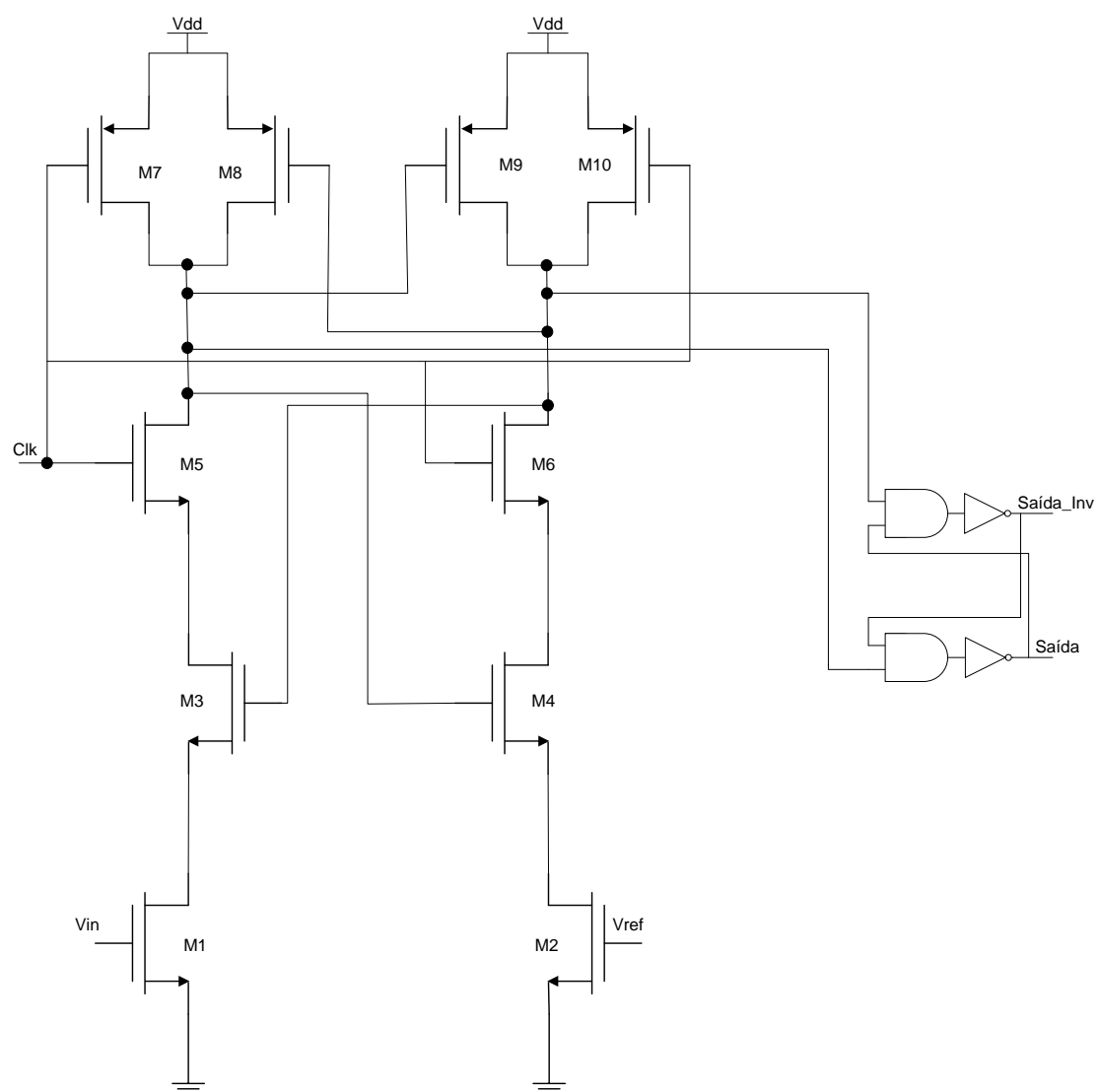


Figura 5.13 – Comparador simulado.

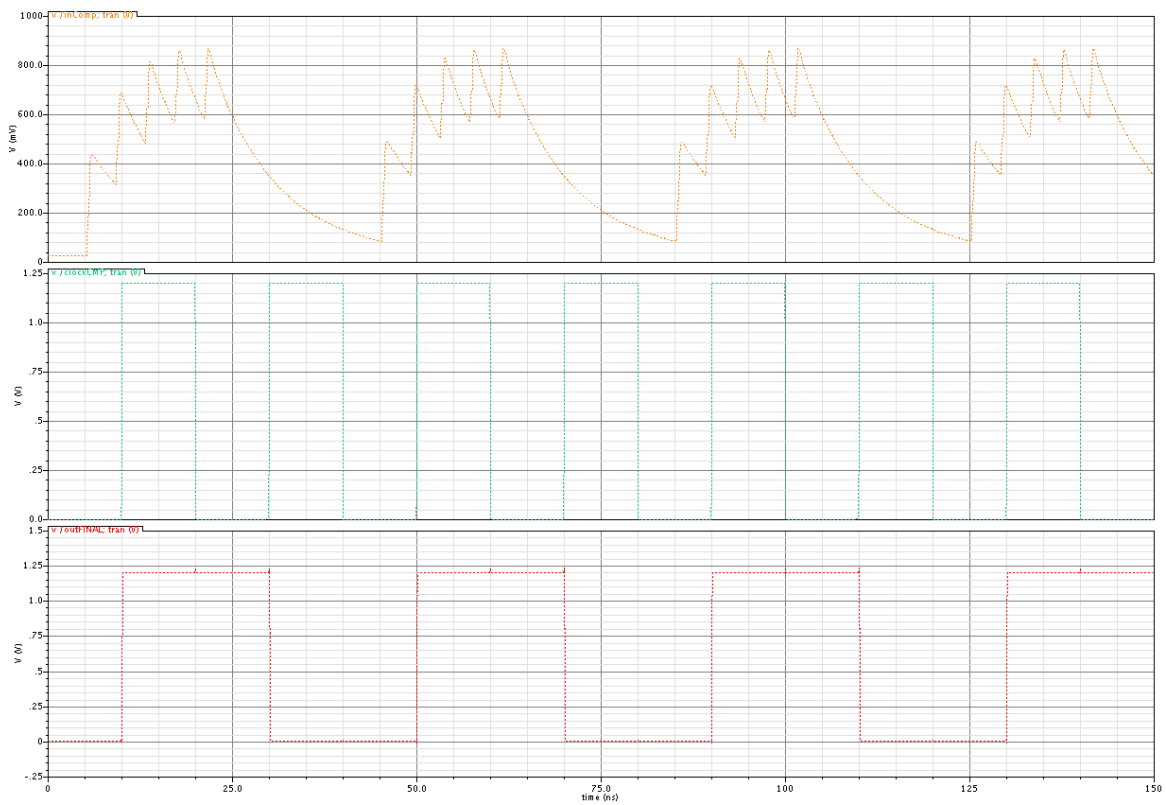


Figura 5.14 – Resultado à saída do receptor.

5.3 Simulação do Sistema Global

Efectuado o estudo do emissor e do receptor UWB, resta por fim introduzir a transmissão ao longo de toda a arquitectura. Como tal usou-se o modelo do emissor e do receptor previamente dimensionados e estudos em tecnologia CMOS e como canal de transmissão usou-se uma fonte de tensão controlada por tensão, com um valor de ganho igual a 1.

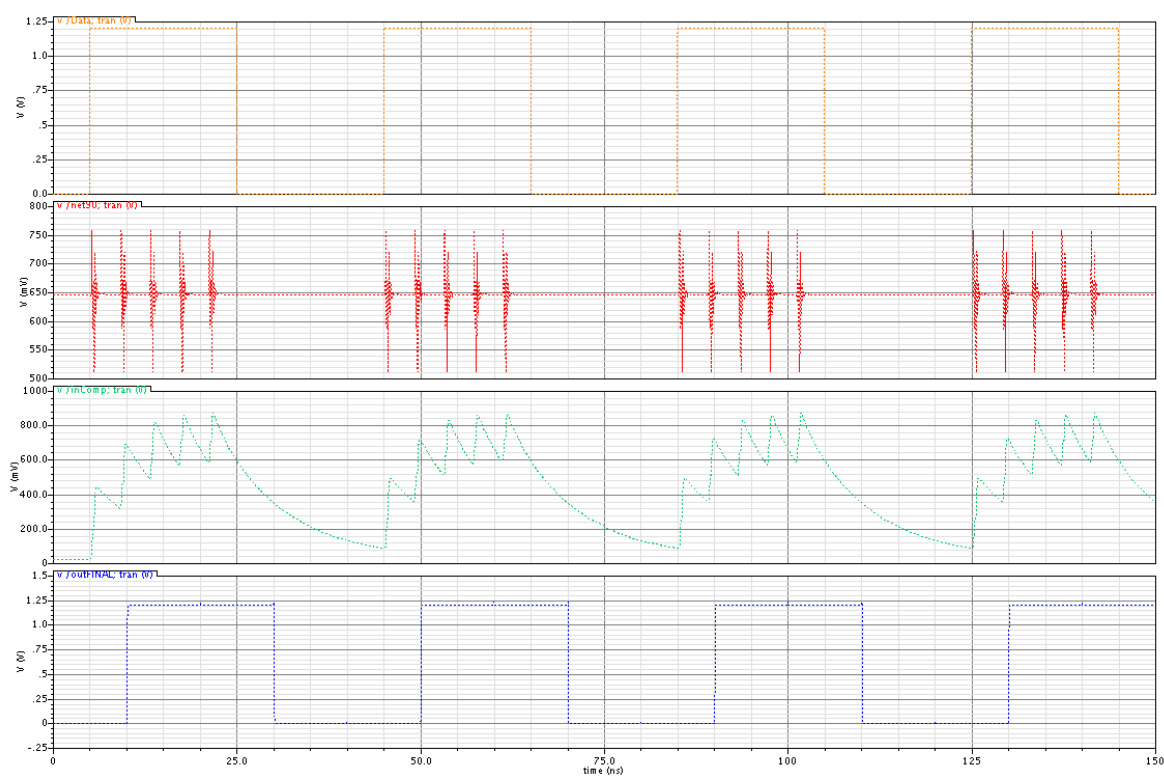


Figura 5.15 – Resultado da simulação do sistema global (1).

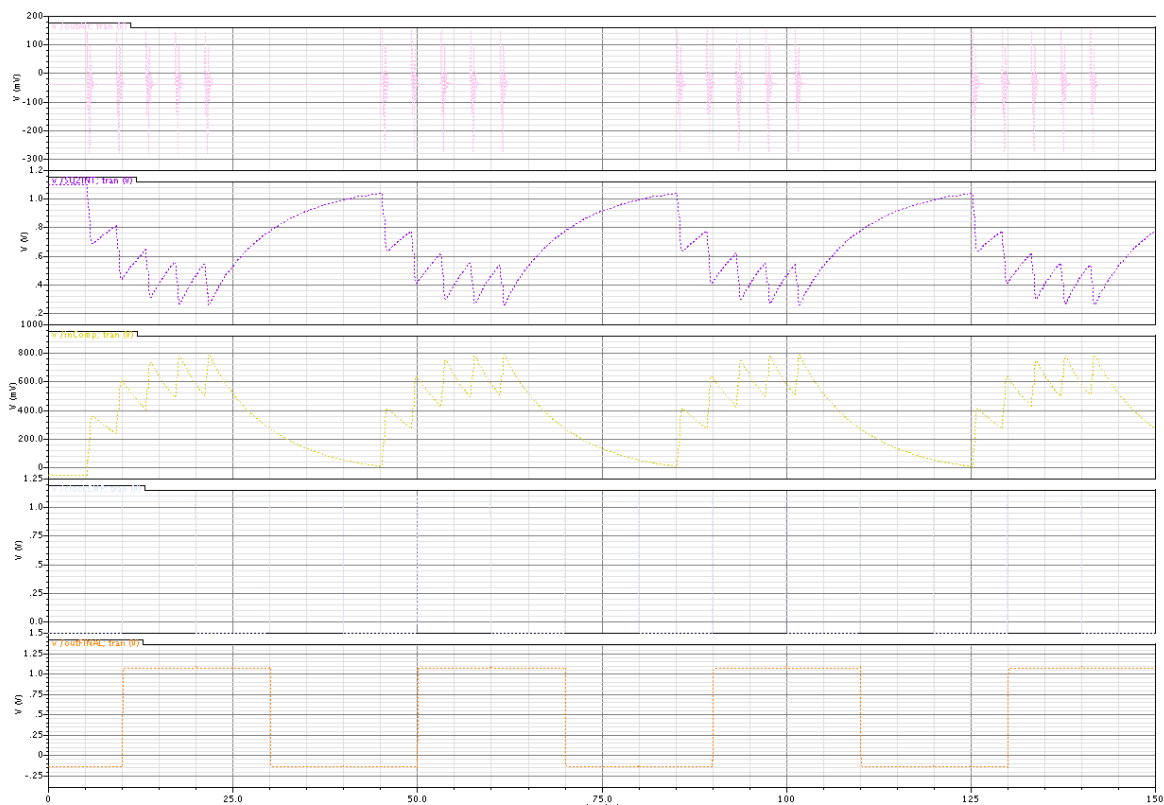


Figura 5.16 – Resultado de simulação do sistema global (2).

Gerando os respectivos impulsos, verificou-se que o resultado obtido foi o mostrado na Figura 5.16. De forma a levar mais além o estudo, poder-se-ia proceder a uma recuperação digital do formato inicialmente introduzido na entrada do gerador de pulsos, sendo que para tal seria necessário um módulo de conversão. Contudo o resultado obtido já se aproxima do que originalmente seria expectável.

6. Conclusões e Trabalhos Futuros

Nesta tese foi dimensionado e simulado, em tecnologia CMOS 130nm, um transreceptor de faixa larga baseado em impulso de rádio de forma a ser usado para curtas distâncias e cujos resultados de simulação evidenciam que o resultado esperado, de envio de uma trama de dados e recuperação do sinal original, foi alcançado com sucesso.

Em relação à transmissão, verificou-se que a geração do pulso foi possível com a arquitectura utilizada e proposta e a sua duração está dependente da duração do atraso introduzido pelos inversores na entrada da porta lógica NOR, assim como a sua amplitude está dependente da duração e rapidez com que os impulsos são gerados pelo gerador de pulsos. O facto de se usar um condensador no final do circuito de transmissão apenas serve para simular a antena e a entrada do novo andar que será o receptor. Se por sua vez não houver *drive* suficiente à saída do emissor uma solução passa pela implementação de um amplificador de potência de forma a maximizar o sinal transmitido e evitando assim a perda da componente energética do mesmo.

Por sua vez, o receptor através do modelo proposto, foi possível constatar a detecção do pulso para depois posterior regeneração do trem de pulsos inicialmente gerados. Uma vez que o sinal captado por parte do receptor é de uma amplitude inferior, este vai ampliar o mesmo através de um bloco que efectua o quadrático do sinal, e que compara e integra o mesmo, funcionando assim como um detector de energia sendo esta feita de forma não-coerente. A implementação de um amplificador de baixo ruído (LNA) permitiu assim alcançar resultados, do ponto de vista da recepção, bastante satisfatórios em relação ao sinal recebido.

O sistema total foi capaz de transmitir e amplificar o sinal como esperado, podendo assim ser usado como um sistema de áudio e de operar em frequências na gama dos GHz. Apesar do sucesso na transmissão e recepção, uma solução de melhoria seria a introdução de um modulador $\Sigma\Delta$, cuja arquitectura apesar de complexa permite, consoante a ordem do filtro seja mais ou menos elevada, a recuperação e modulação do sinal com maior fidelidade.

De futuro, seria importante implementar a solução proposta de forma a minimizar a tensão de entrada, podendo assim usar-se tensões mais reduzidas e como tal o uso de técnicas de reduzida tensão, como por exemplo o DTMOS, são de todo interessantes em termos de implementação, de forma a reduzir o consumo o mais possível em termos de arquitectura global. Ainda se pode usar outras técnicas de geração de pulsos, assim como de recepção, sendo que entre as mesmas o uso de osciladores e monoestáveis, respectivamente, seriam soluções a ter em conta.

(Esta página foi propositadamente deixada em branco)

7. Bibliografia

- [1] Dokania, R., Wang X., Tallur, S., Dorta-Quinones, C., & Apsel, A. (IEEE 2010). *An Ultralow-Power Dual-Band UWB Impulse Radio. IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Express Briefs, Vol.57.NO.7.* (pp. 541-545).
- [2] Wang, X., Dinh, A., Teng, D., Chen, L., Ko, S.B., Shi, Y., Dal Bello-Hass, V. & Basran, J. (IEEE 2008). *An Impulse Based Sensor for Medical Sensing Applications. 30th Annual International IEEE EMBS Conference.* (pp. 5737-5740).
- [3] Mroue, M. & Haese, S. (IEEE 2006). *An Analog CMOS Pulse Energy Detector for IR-UWB Non-Coherent HDR Receiver.* (pp. 557-562).
- [4] Bahubalindruni, G., Duarte, C. & Oliveira, D. (TELFOR 2010). *A CMOS Energy-Detector for Impulse-Radio UWB Noncoherent Receivers. 18th Telecommunications forum.* (pp. 445-448).
- [5] Gerosa, A., Dalla Costa, M., Bevilacqua A., Vogrig, D. & Neviani, A. (IEEE 2008). *An Energy-Detector for Non-Coherent Impulse-Radio UWB Receivers.* (pp. 2705-2708).
- [6] Hidayat, R., Dejhan, K., Moungnoul, P. & Miyanaga, Y. (IEEE 2008). *A GHz Simple CMOS Squarer Circuit. International Symposium on Communications and Information Technologies (ISCIT)* (pp. 539-542).
- [7] Muralidharan, N., Wunnava, S. & Noel, A. (2004). *The System on Chip Technology. Second LACCEI International Latin American and Caribbean Conference for engineering and Technology "Challenges and Opportunities for Engineering Education, Research and Development".*
- [8] Gao, Y., Diao, S., Ang, C., Zheng, Y. & Yuan, X. (IEEE 2010). *Low Power Ultra-Wideband Wireless Telemetry System for Capsule Endoscopy Application. IEEE Conference on Robotics, Automation and Mechatronics.* (pp. 96-99).
- [9] Phan, T., Krizhanovskii, V. & Lee, S. (IEEE 2007). *Low-Power CMOS Energy Detection Transceiver for UWB Impulse Radio System. Custom Integrated Circuits Conference (CICC).* (pp. 675-678).

- [10] Zou, Z., Mendoza, D., Wang, P., Zhou, Q., Mao, J., Jonsson, F., Tenhunen, H. & Zheng, L. (IEEE 2011). *A Low-Power and Flexible Energy Detection IRUWB Receiver for RFID and Wireless Sensor Networks. IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Regular papers, Vol.58, NO.7* (pp. 1470-1480).
- [11] Rulikowski, P., Sokol, V. & Barret, J. *Low Power Consuming Pulse Detector*.
- [12] Kan, Y., Chiang, S. & Lin, C. (IEEE 2009). *A GPS Anchor Node for Outdoor Wireless Sensor Network Applications. IEEE International Symposium on Radio-Frequency Integration Technology* (pp. 40-43).
- [13] Deparis, N., Loyez, C. & Rolland, N. (IEEE 2006). *Pulse Generator for UWB Communication and Radar Applications with PPM and Time Hopping Possibilities. ISCAS.* (pp. 661-665).
- [14] Mrkvica, J., Jerabek, J. Sikl, R. & Dvorak, D. (IEEE 2007). *The Experimental UWB Impulse Radio Link and Jammer*.
- [15] Buchegger, T., Ossberger, G., Hochmair, E., Folger, U., Reizenzahn, A. & Springer, A. (IEEE 2004). *An Ultra Low Power Transcutaneous Impulse Radio Link for Cochlea Implants.* (pp. 356-360).
- [16] Mukhopadhyay, S., Gaddam, A. & Gupta, G. (2008). *Wireless Sensor for Home Monitoring - A Review. Recent Patents on Electrical Engineering.* (pp. 32-39).
- [17] Gilbert, J & Balouchi, F. (2008). *Comparison of Energy Harvesting Systems for Wireless Sensor Networks. International Journal of Automation and Computing.* (pp. 334.347).
- [18] Lee, J., Su, Y. & Shen, C. (IEEE 2007). *A Comparative Study of Wireless Protocols: Bluetooth, UWB, ZigBee, and Wi-Fi. The 33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON).* (pp. 46-51).
- [19] Foerster, J., Green, E., Somayazulu, S. & Leeper, D. (2001). *Ultra-Wideband Technology for short-or Medium-Range Wireless Communications. Intel Technology Journal Q2.*

- [20] Azim, A., Matin, M., Asaduzzaman & Amin, N. (2011). *UWB Technology for WSN Applications*. Obtido de www.intechopen.com.
- [21] Faleiro, P. M. X. (2008). *Sistema de transmissão rádio UWB para amplificação digital de áudio com modulação sigma-delta*. Dissertação para obtenção do grau de Mestre FCT-UNL.
- [22] Wang, X. (August, 2008). *A 0.18 μ m CMOS UWB Wireless Transceiver for Medical Sensing Applications*. Dissertação para obtenção do grau de Mestre.
- [23] Coste, M. & Riou, E. *System on Chip (SOC) for Short Range Wireless – CMOS versus SIGe*. Disponível em <http://www.design-reuse.com/articles/14752/system-on-chip-soc-for-short-range-wireless-cmos-versus-sige.html>. [consultado em 04-03-1013].
- [24] Lann, A. (February, 2006). *RF CMOS Power Mixer Design for Short Range Wireless Applications with Focus on Polar Modulation*. Dissertação para obtenção do grau de Mestre.
- [25] Wang, Y. & Li, J. Z. (2008). *An Equivalent Circuit Modeling Method for Ultra-Wideband Antennas*. Progress In Electromagnetics Research, PIER 82 (pp. 433-445).
- [26] Gerosa, A., Soldan, M., Bevilacqua, A. & Neviani, A. (IEEE 2007). *A 0.18- μ m CMOS Squarer Circuit for a Non-Coherent UWB Receiver*.
- [27] Halim, I. S. A., Abidin, N. A. N. B. Z. & Rahim, A. (IEEE 2011). *Low Power CMOS Charge Sharing Dynamic Latch Comparator using 0.18 μ m Technology*.
- [28] Sadough, S. (April 2009). *A Tutorial on Ultra Wideband Modulation and Detection Schemes*.
- [29] Blaakmeer, S. C., Klumperink, E. A. M., Leenaerts, D. M. W. & Nauta, B. (June 2008). *Wideband Balun-LNA With Simultaneous Output Balancing, Noise-Canceling and Distortion-Canceling*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol.43.NO.6. (pp. 1341-1350).
- [30] Bastos, I., Oliveira, L. B., Oliveira, J. P. & Goes, J. *Balun-LNA With Continuosly Controlable Gain and with Noise and Distortion Cancellation*.

(Esta página foi propositadamente deixada em branco)

8. Anexos

8.1 Circuitos electrónicos em tecnologia CMOS

8.1.1 Transístor CMOS

O transístor de efeito de campo MOS é um dispositivo cuja a corrente estabelecida entre dois dos seus terminais é determinada pelo efeito de campo eléctrico estabelecido através de um terceiro de terminal. A sigla MOS significa *Metal-Oxide-Semiconductor* que descreve assim a *gate*, o isolamento e o material da região do canal. Contudo hoje em dia, a maioria das tecnologias MOS utiliza materiais de polissilício em vez de estruturas metálicas.

Existem dois tipos de transístores MOS, sendo eles os NMOS e PMOS. Nos circuitos em que o seu desenho usa ambos os tipos complementares, o mesmo é designado de desenho de circuito CMOS. As regiões do tipo-N ou tipo-P são formadas “dopando” o substrato de silício com diversos elementos, sendo no caso das regiões tipo-N as altas concentrações de electrões livres a predominar, enquanto em regiões do tipo-P são as altas concentrações de buracos livres que predominam.

Na Figura 8.1 encontra-se ilustrado os símbolos básicos e usados para os transístores NMOS e PMOS, onde se podem identificar as regiões *gate*, *drain* e *source*

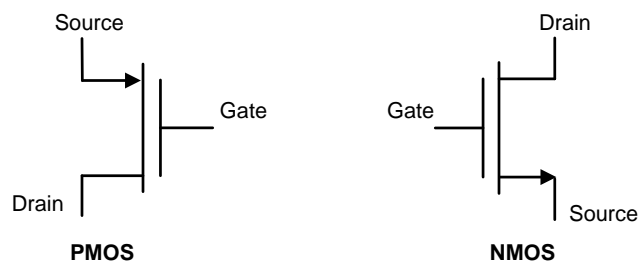


Figura 8.1 – Simbologia geralmente usada nos transístores NMOS e PMOS.

De forma mais pormenorizada, pode-se constatar na Figura 8.2 a secção de um transístor de silício NMOS. Pode-se verificar que as regiões *Source* (S) e *Drain* (D) estão extremamente carregadas de electrões nas regiões do tipo-N face às regiões do tipo-P. Entre o *drain* e a *source*, o óxido de silício aumenta. Por sua vez, um material condutor, por norma silício policristalino, cobre a parte da região de óxido formando assim a *gate* (G) do transístor [21].

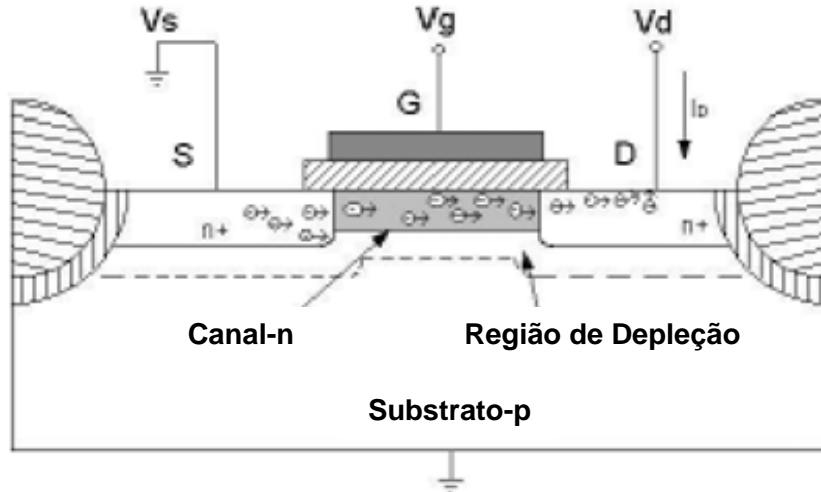


Figura 8.2 – Vista da secção em corte de um transistor NMOS, [24].

Sem tensão aplicada à *gate*, as regiões *n+* do *drain* e *source* encontram-se separadas pelo substrato do tipo-P. A esta separação denomina-se de comprimento do canal (*L*). Para um transistor NMOS, a *source* é definida como o terminal que possui tensão mais baixa (normalmente conectada a *Vss*) enquanto o oposto é registado no transistor PMOS. Aplicando uma pequena tensão positiva na *gate*, esta provoca a ocorrência de repulsão nos portadores positivos no canal sob a *gate*, levando assim à formação de uma área de depleção. No caso de a tensão aplicada ser elevada, os electrões serão atraídos da *source* e *drain* e um canal do tipo-N é formado sob a *gate*.

Assim sendo, o transistor NMOS é normalmente de transistor de canal-N onde os electrões são usados para condução de corrente, enquanto os buracos são usados para conduzir corrente no transistor PMOS. Posto isto, a corrente flui do *drain* para a *source* nos transístores NMOS enquanto nos PMOS a corrente flui da *source* para o *drain*, quando em condução [24].

A tensão entre a *gate* a *source*, V_{gs} , que é responsável pelo canal-N entre as regiões *drain* e *source* do transistor, para ocorrer condução, a mesma é referida como a tensão de *threshold* e é denotada como V_{th} para os transístores NMOS. O transistor está desligado se a tensão aplicada for inferior à tensão de *threshold*. Esta tensão é um parâmetro de processo dependente da concentração de electrões e o potencial do substrato. A densidade dos electrões presentes no canal aumenta à medida que V_{gs} aumenta. Se a tensão V_{ds} aumenta acima dos 0V, a diferença de potencial entre o *drain* e a *source* resulta num fluxo de corrente do *drain* para a *source* [21], [24].

8.1.2 Caracterização do transístor MOS

A corrente do drain para a source é denominada de I_d e a sua característica encontra-se representada na Figura 8.3. De acordo com a mesma, o transístor MOS pode operar em três áreas diferentes denominadas de região de corte (*cut-off*), a região de tríodo (*triode*) e a região de saturação (*saturation*).

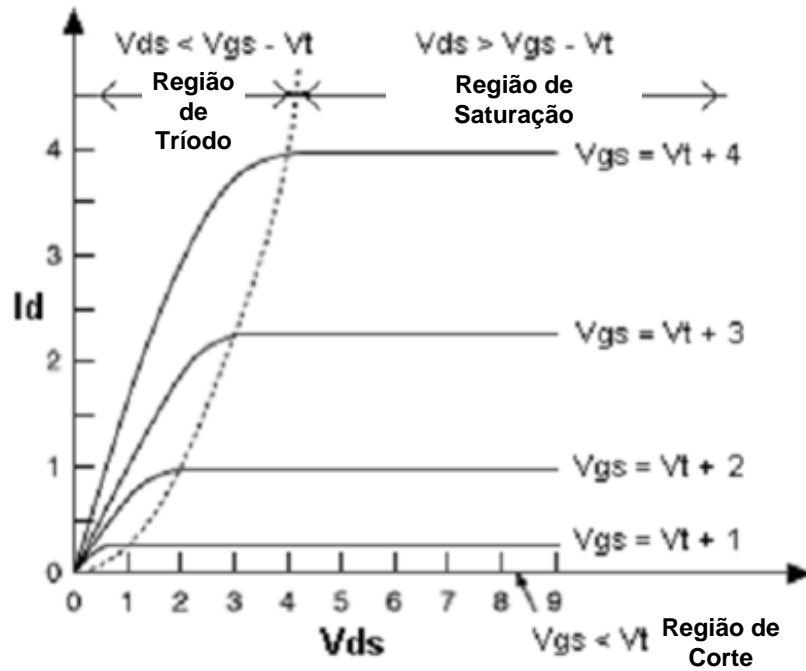


Figura 8.3 – Evolução da Corrente I_d face a V_{ds} , [24].

Região de Corte

Esta região determinada a zona onde o transístor se encontra ao corte, o que significa que a tensão da *gate* para a *source* é menor que a tensão de *threshold*, ou seja, $V_{gs} < V_{tn}$ [21], [24].

Região de Tríodo (região linear)

Dentro desta região, também denominada de região linear, a corrente I_d aumenta linearmente com V_{ds} . A equação (8.1) representa o funcionamento nessa zona, sendo que a mesma só se pode aplicar para V_{ds} pequenos. Isto significa que $V_{gs} > V_{tn}$ e $0 < V_{ds} < V_{gs} - V_{tn}$.

$$I_d = \mu_n Q_n \frac{W}{L} V_{ds} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{gs} - V_{tn}) V_{ds} \quad (8.1)$$

Onde μ_n é a mobilidade dos electrões perto da superfície de silício, Q_n é a concentração de carga do canal por unidade de área e C_{ox} é a capacidade associada à *gate* por unidade de área e é dada pela equação (8.2)

$$C_{ox} = \frac{K_{ox}}{t_{ox}} = \frac{\epsilon_r \epsilon_0}{t_{ox}} \quad (8.2)$$

onde ϵ_r é a permeabilidade relativa do dióxido de silício (SiO_2), ϵ_0 é a permeabilidade no vácuo e t_{ox} é a espessura do óxido fino sob a *gate*.

Região de Saturação

Tal como evidenciado na Figura 8.3, a curva I_d face a V_{ds} achata para valores superiores de V_{ds} . Para tensões de *drain* constantemente elevadas chega a um ponto em que a tensão do canal face à *gate* termina, diminuindo até muito perto da tensão V_{tn} . O canal começa a ser *pinched-off* e ocorre quando $V_{ds} = V_{gs} - V_{tn}$ ou ainda se $V_{gd} = V_{tn}$. No ponto em que o *pinch-off* ocorre, a tensão V_{ds} é denominada de V_{ds-sat} , para a saturação. A mesma é dada pela expressão $V_{ds-sat} = V_{gs} - V_{tn}$. Se a tensão da *gate* exceder a tensão de *pinched-off*, a concentração de cargas no canal permanecerá constante e a corrente de *drain* não irá mais aumentar com V_{ds} . A corrente de *drain* torna-se independente da tensão *drain* para *source* e o transístor passa a trabalhar na região de saturação, mostrada na Figura 8.3. A corrente de *drain* na região de saturação é descrita pela equação abaixo e pode ser aplicada para $V_{ds} \geq V_{gs} - V_{tn}$.

$$I_d = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L} \right) (V_{gs} - V_{tn})^2 \quad (8.3)$$

Em desenho de circuito, o transístor MOS é polarizado na região de saturação, ou triódo, dependendo da aplicação. Parâmetros como o W e o L são escolhidos pelo projectista onde o menor tamanho de ambos os parâmetros é estabelecido de acordo com o processo usado. A equação acima é regulada pelo efeito denominado de modulação de comprimento de canal. Quando V_{ds} é maior que $V_{gs} - V_{tn}$, a região de depleção envolvendo a junção do *drain* aumenta a sua largura numa relação quadrática em relação a V_{ds} . Este aumento provoca a diminuição do comprimento efectivo do canal, o que por sua vez vai proporcionar um aumento da corrente de *drain*. A corrente não é constante na região de saturação, como ilustrado na Figura 8.3. A equação correcta encontra-se abaixo representada, onde se pode ver que λ influencia o declive da curva do gráfico [21], [24].

$$I_d = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L} \right) (V_{gs} - V_{tn})^2 (1 + \lambda V_{ds}) \quad (8.4)$$

8.1.3 Desenho do Transístor NMOS e PMOS

A corrente através dos transístores NMOS e PMOS, na região de saturação, é dada pelas equações seguintes:

$$I_{d,NMOS} = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L} \right) (V_{gs} - V_{tn})^2, \text{ com } \Delta V = (V_{gs} - V_{tn})^2 \quad (8.5)$$

$$I_{d,PMOS} = \frac{\mu_p C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L} \right) (V_{gs} - V_{tp})^2 \text{ com } \Delta V = (V_{gs} - V_{tp})^2 \quad (8.6)$$

A corrente I_d , os parâmetros W e L e o parâmetro ΔV são parâmetros de desenho que devem ser definidos por que projecta. O parâmetro ΔV é a tensão de V_{dsat} escolhida para a região de saturação. Os tamanhos dos transístores são normalmente considerados os mínimos para sinais digitais, enquanto sinais analógicos são considerados parâmetros maiores. Mínimo comprimento e largura são decididos pelo processo em uso. A mobilidade dos electrões depende da concentração dos mesmos, sendo por norma superior à mobilidade existente nos buracos. Em silício puro, a mobilidade é aproximadamente 3.3 vezes superior que a mobilidade dos buracos. Portanto os transístores PMOS são normalmente dimensionados com o triplo do dimensionamento usado nos transístores NMOS, dimensão essa a ser usada para a mesma corrente e tensão de saturação [21], [24].

Transcondutância do Transístor

A transcondutância do transístor é um parâmetro importante, uma vez que o mesmo providencia uma relação entre a entrada e saída do transístor. Para o transístor MOS, a transcondutância indicará de que forma a corrente de *drain* variará quando a tensão de entrada V_{gs} mudar. A equação (8.7) abaixo descreve a relação de transcondutância para o transístor MOS, para pequenos sinais, sendo que para o respectivo dimensionamento dos transístores usou-se a equação (8) simplificada.

$$g_m = \left(\frac{\partial I_d}{\partial V_{gs}} \right) \approx 2 \sqrt{\frac{\mu_n C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L} \right) I_D} \quad (8.7)$$

$$g_m = \frac{2I_d}{V_{dsat}} \quad (8.8)$$

8.1.4 Circuitos básicos com transístor MOS

De forma a gerar as correntes de polarização nos circuitos apresentados ao longo da tese, um circuito em forma de espelho de corrente é usado para tal finalidade. A Figura 8.4 ilustra um espelho de corrente NMOS e onde se pode verificar que o transístor à esquerda encontra-se em configuração de díodo para que $V_{ds} = V_{gs}$ [21], [24].

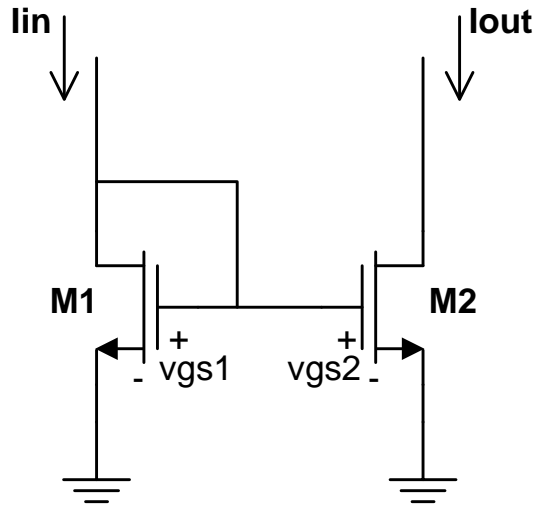


Figura 8.4 – Espelho de Corrente NMOS.

Com a condição de que a tensão *drain-source* para o transístor M2 é maior do que a tensão de saturação e assumindo que ambos os transístores são do mesmo tamanho, a corrente gerada ao longo do transístor M2 será a mesma do que a do transístor M1 uma vez que ambos tem o valor de V_{gs} . Se por outro lado, são desejadas correntes diferentes através dos transístores as mesmas podem ser obtidas através da regulação do tamanho dos transístores de acordo com a seguinte expressão:

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{\frac{\mu_n C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L}\right)_2 (V_{gs} - V_{tn})^2 (1 + \lambda V_{ds2})}{\frac{\mu_n C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L}\right)_1 (V_{gs} - V_{tn})^2 (1 + \lambda V_{ds1})} = \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_2}{\left(\frac{W}{L}\right)_1} \quad (8.9)$$

A corrente aumenta de acordo com um dado declive mesmo na região de saturação. Uma fonte de corrente ideal pretende que a região de saturação seja o mais plana possível, para assim uma resistência de saída alta ser o desejável. Um valor reduzido do parâmetro de modulação do tamanho do canal, λ , é o ideal de forma a aumentar o rendimento da fonte de corrente, sendo o mesmo determinado através da equação (8.10).

$$\lambda = \frac{1}{R_{out} I_d} \quad (8.10)$$

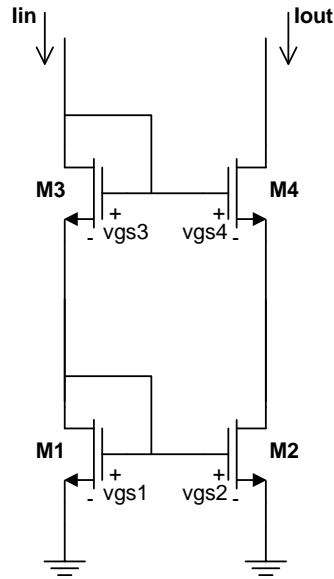


Figura 8.5 – Configuração *cascode* do espelho de corrente.

Assim sendo, fica demonstrado que o espelho de corrente da Figura 8.5, aumenta a resistência de saída quando comparado com o espelho de corrente simples e o parâmetro de modulação do comprimento do canal diminui. Com esta configuração pode-se assim obter, de forma mais eficaz, uma corrente ideal constante [21], [24].

8.1.5 Inversor CMOS

Analisando a Figura 8.6, a mesma mostra o diagrama do circuito do inversor CMOS. A operação do inversor é facilmente entendida através do modelo simples do *switch* em CMOS, uma vez que o transístor é nada mais nada menos que um *switch* com uma resistência-off infinita (para $|V_{gs}| < |V_T|$), e uma resistência-on finita ($|V_{gs}| > |V_T|$).

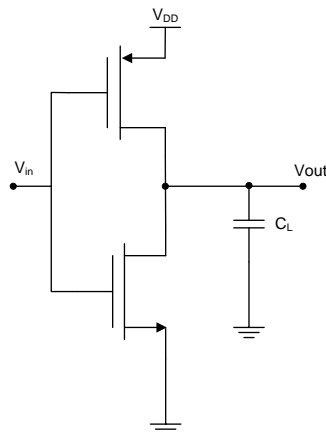


Figura 8.6 – Inversor CMOS.

Isto leva a seguinte interpretação do funcionamento do inversor. Quando V_{in} se encontra numa nível alto e igual a V_{DD} , o transístor NMOS está activo, enquanto o PMOS está desactivado. Isto corresponde ao circuito equivalente da Figura 8.7a. Um caminho directo passa a existir entre V_{out} e o nó de terra, resultando num valor de tensão igual a 0V. Por outro lado, quando a entrada se encontra a 0V, os transístores NMOS e PMOS estão desactivados e activados, respectivamente. O circuito equivalente para a ser o da Figura 8.7b e mostra um caminho existente entre V_{DD} e V_{out} levando a um valor de tensão acima dos 0V. A porta claramente funciona como um inversor.

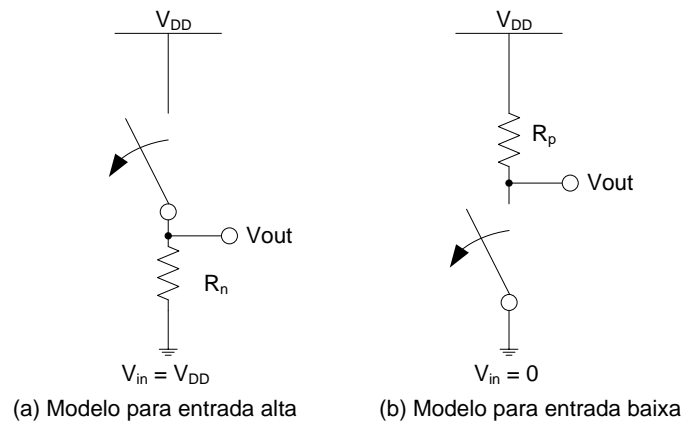


Figura 8.7 – Modelos do *switch* do inversor CMOS.

As seguintes propriedades são importantes derivadas deste ponto de vista do inversor CMOS:

- O nível alto e baixo da saída é igual a V_{DD} e GND, respectivamente, ou seja, a tensão é igual à tensão de alimentação;
- O nível lógico não é dependente do tamanho relativo dos dispositivos, e assim sendo os transístores podem ter tamanho mínimo;
- A resistência de entrada do inversor CMOS é extremamente alta, não existe praticamente qualquer espécie de corrente dc;
- Quando a entrada e a saída se encontram num valor constante, não existe caminho directo entre a tensão de alimentação e o nó de terra, não havendo portanto qualquer consumo estático de potência.

8.1.6 Porta Lógica NAND

A Figura 8.8 ilustra o circuito da porta lógica NAND em tecnologia CMOS. A NAND é descrita pela seguinte função booleana:

$$Y = \overline{AB} = \bar{A} + \bar{B}$$

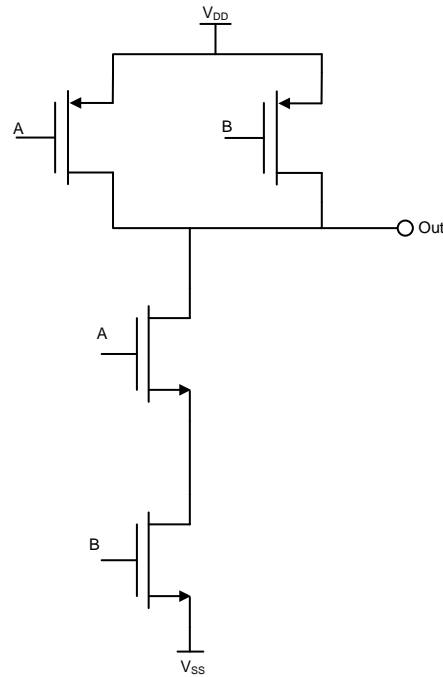


Figura 8.8 – Porta Lógica NAND.

Observando o circuito conclui-se assim que a parte NMOS encontra-se em série pois ambas as entradas precisam de estar a um nível lógico “1” para a saída ser um nível lógico “0”, enquanto a parte PMOS cada entrada pode ser a um nível lógico “0” de forma a saída ser a um nível lógico “1” e daí os transístores PMOS se encontrarem em paralelo.

8.1.7 Porta Lógica NOR

A Figura 8.9 ilustra o circuito da porta lógica NOR em tecnologia CMOS. A NOR é descrita pela seguinte função booleana:

$$Y = \overline{A + B} = \bar{A} \cdot \bar{B}$$

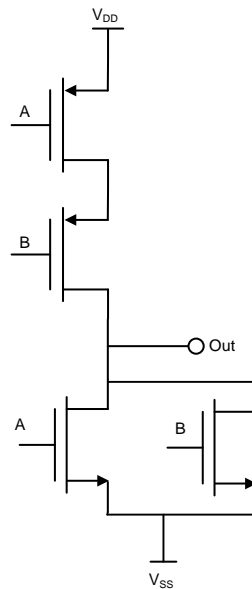


Figura 8.9 – Porta Lógica NOR.

Observando o circuito conclui-se assim que a parte PMOS encontra-se em série pois ambas as entradas precisam de estar a um nível lógico “1” para a saída ser um nível lógico “0”, enquanto a parte NMOS cada entrada pode ser a um nível lógico “0” de forma a saída ser a um nível lógico “1” e daí os transístores NMOS se encontrarem em paralelo.

8.2 Arquitectura do emissor em CADENCE

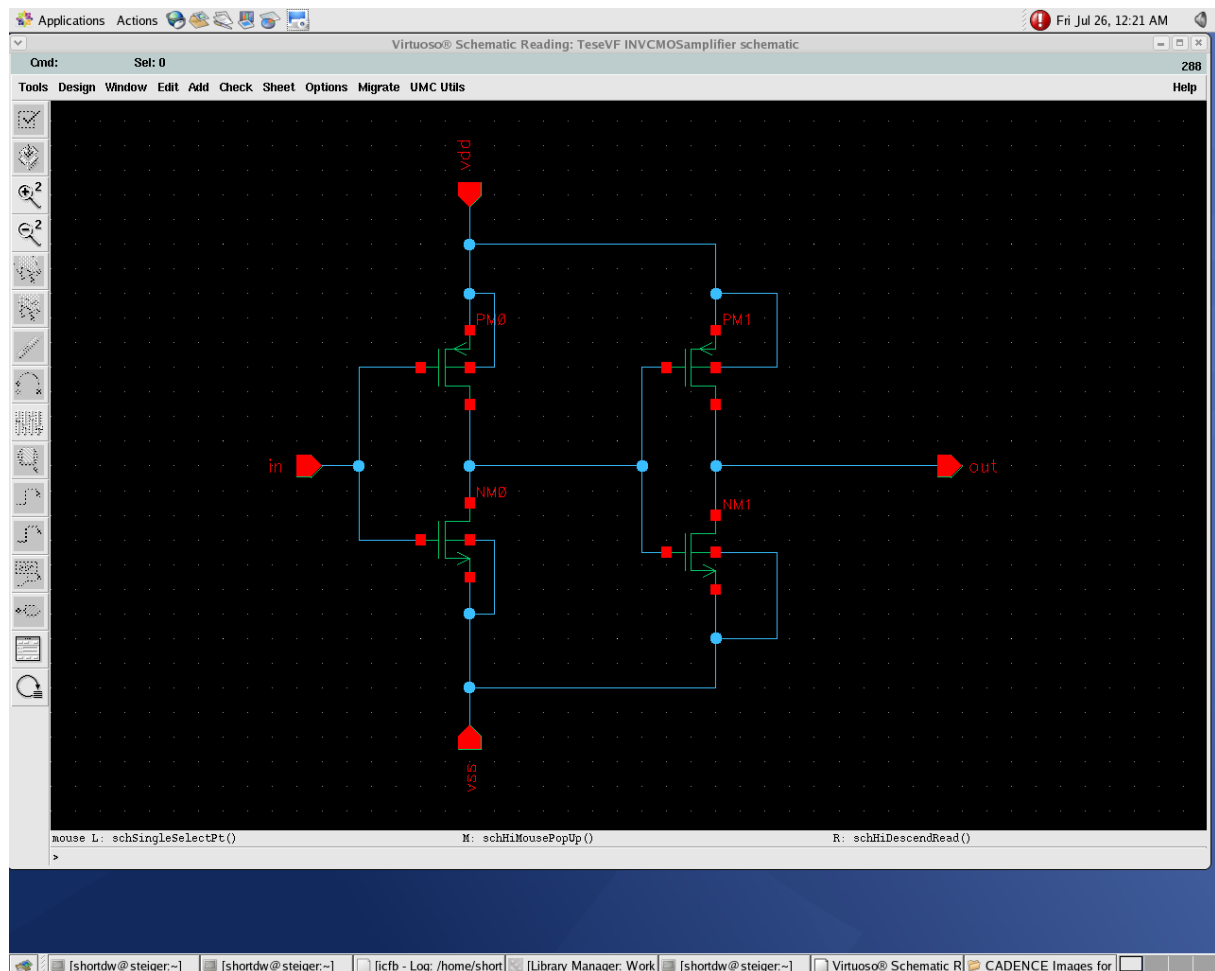


Figura 8.10 – Amplificador de seguimento.

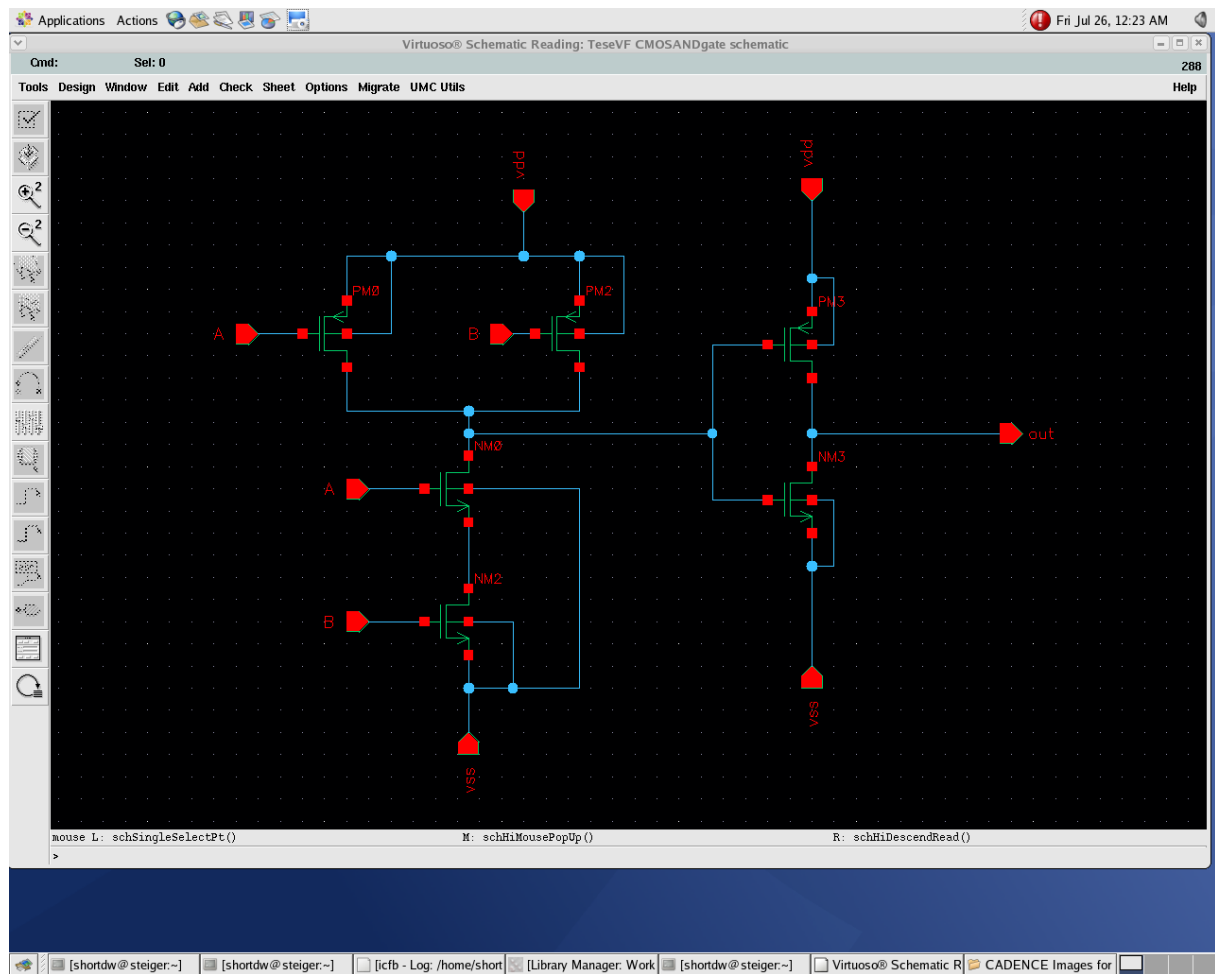


Figura 8.11 – Porta lógica AND.

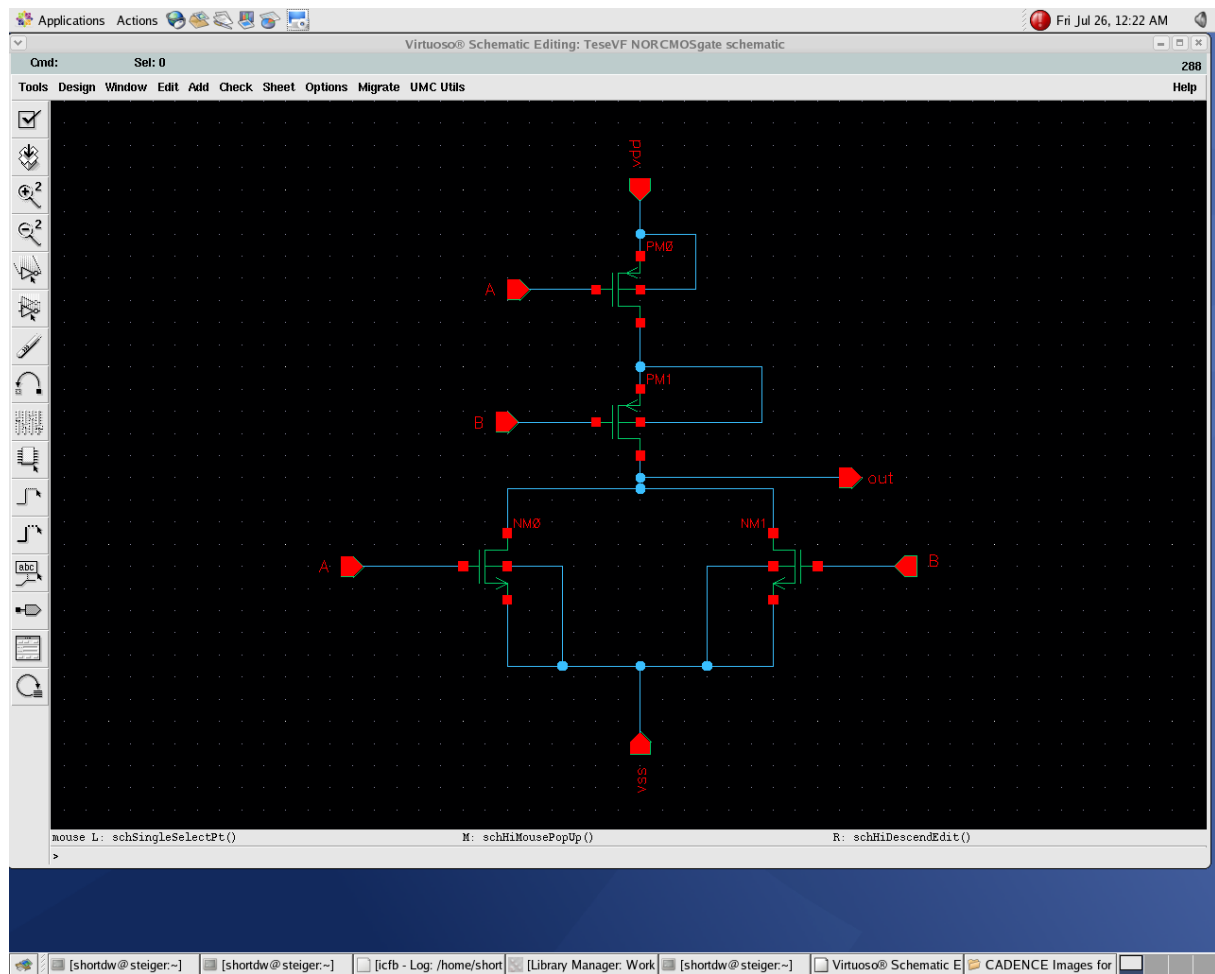


Figura 8.12 – Porta lógica NOR.

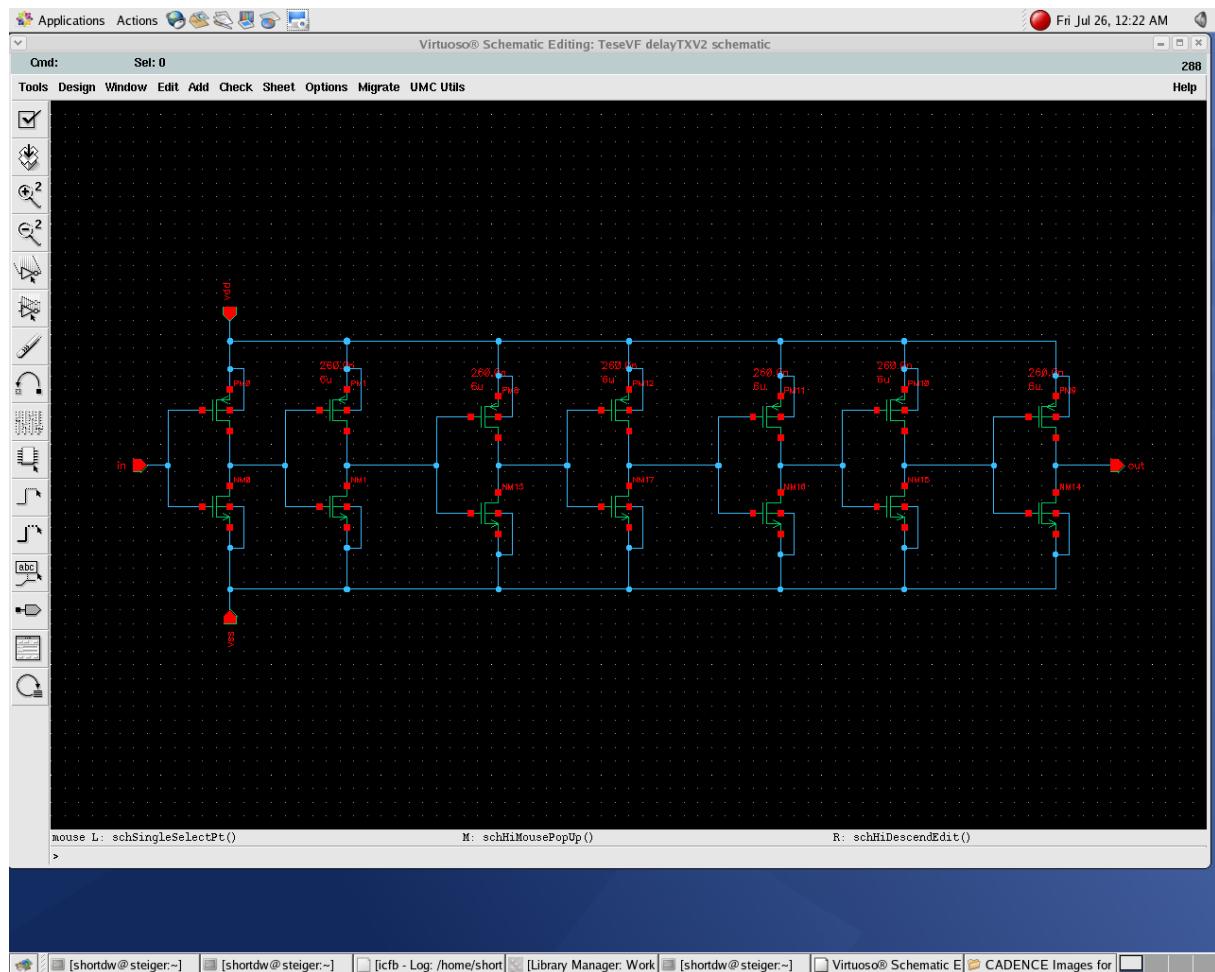


Figura 8.13 – Cadeia de Inversores (*Delay*).

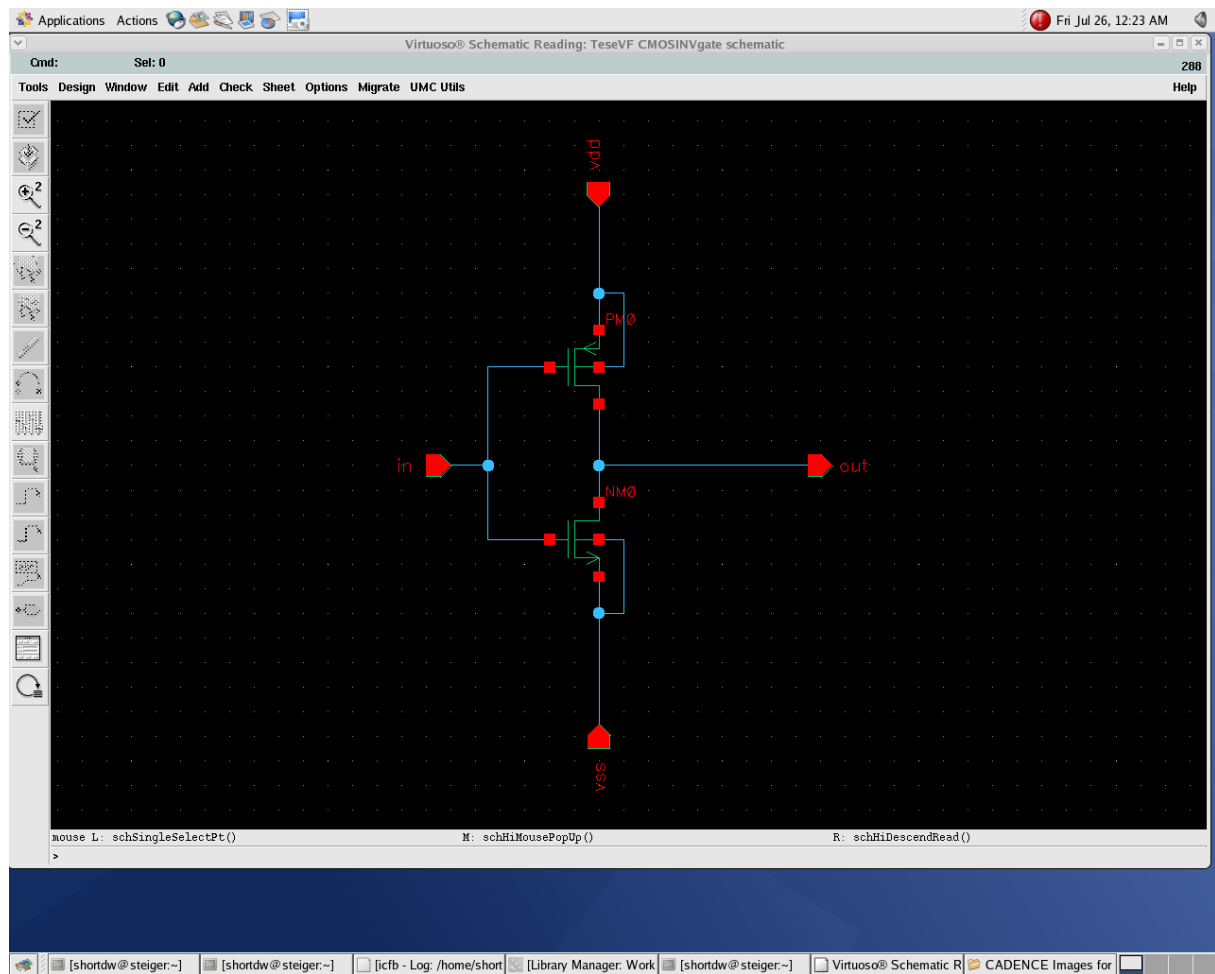


Figura 8.14 – Porta lógica INV.

8.3 Arquitectura do receptor em CADENCE

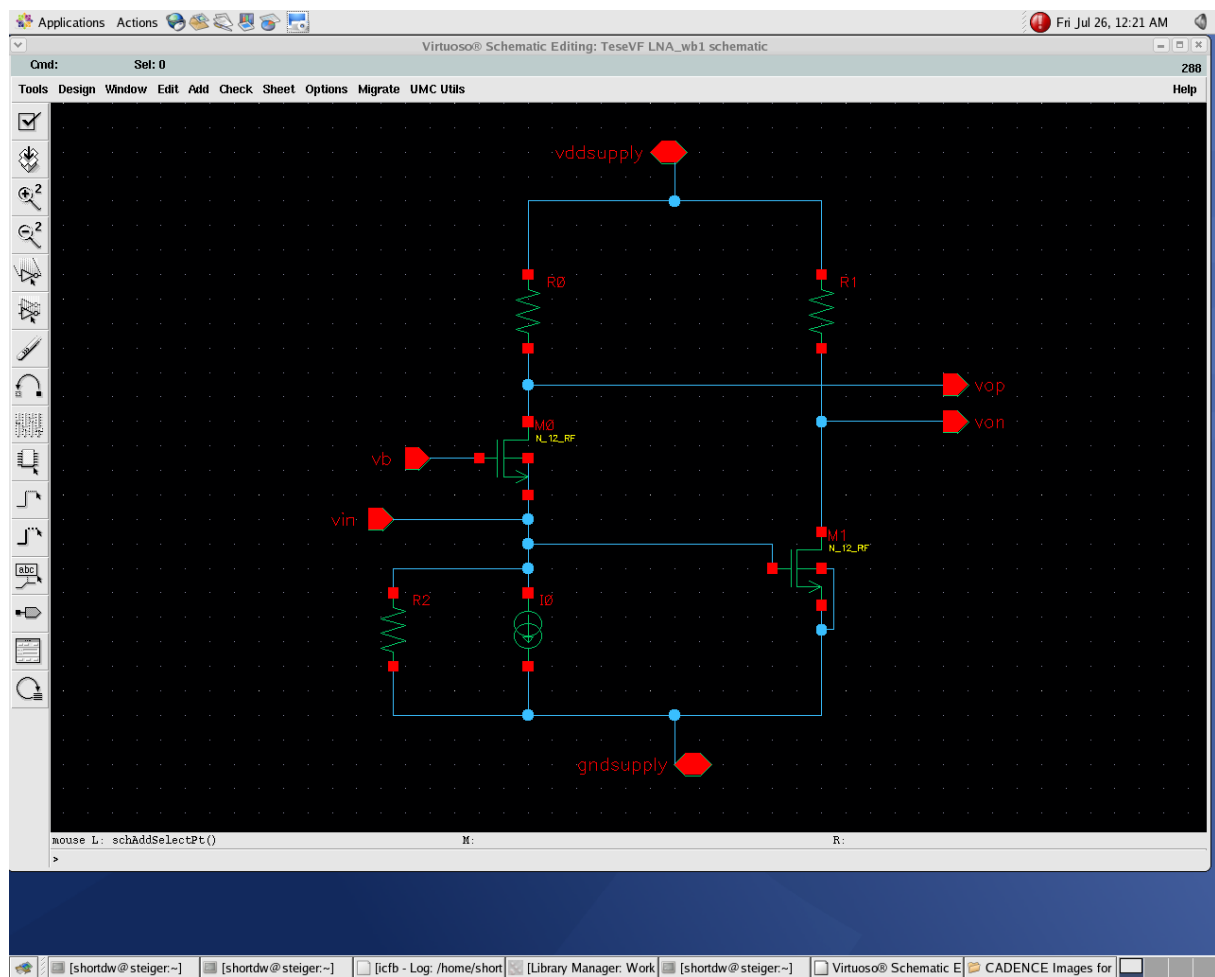


Figura 8.15 – LNA

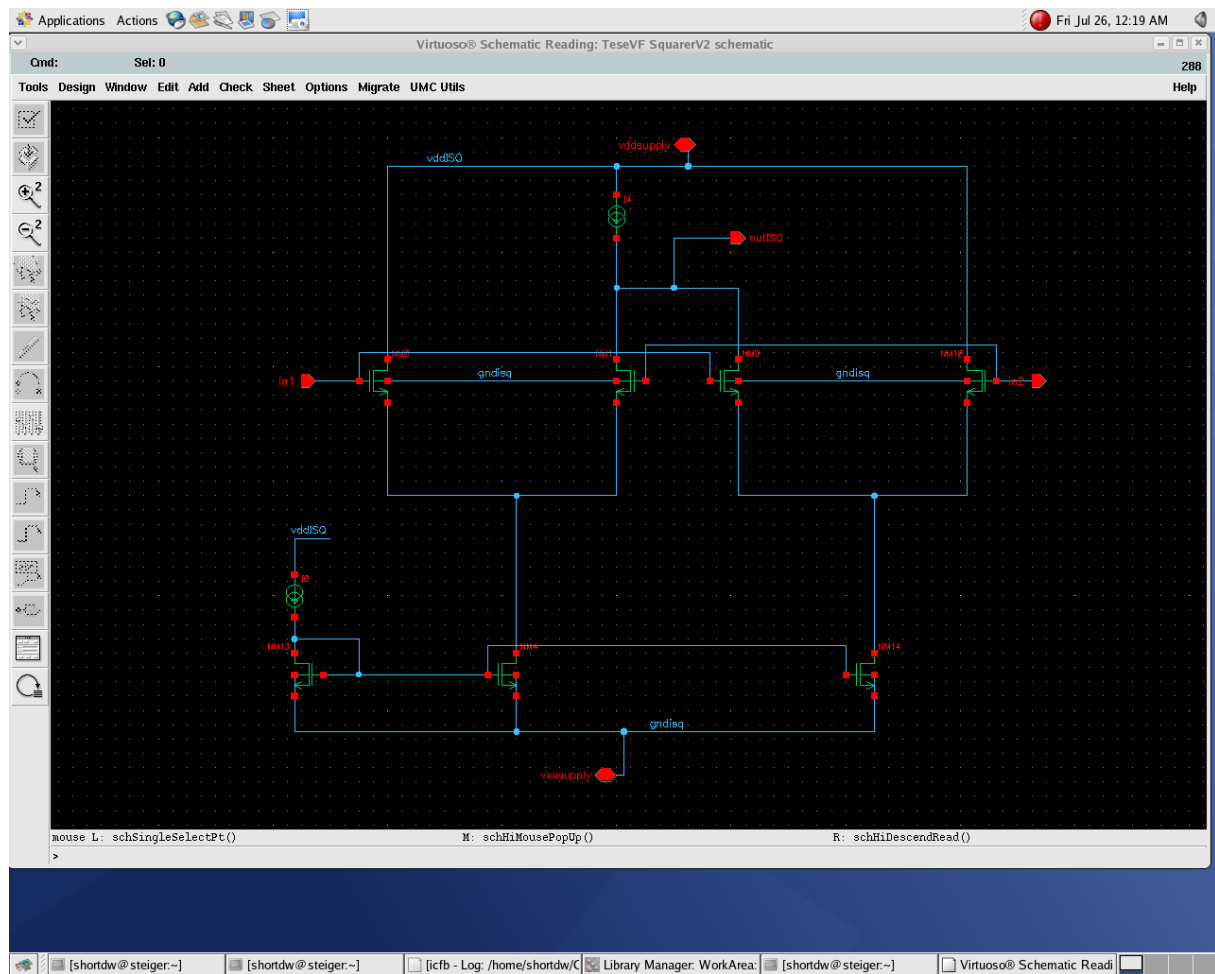


Figura 8.16 – Quadrático.

8.4 Arquitectura do sistema global UWB em CADENCE

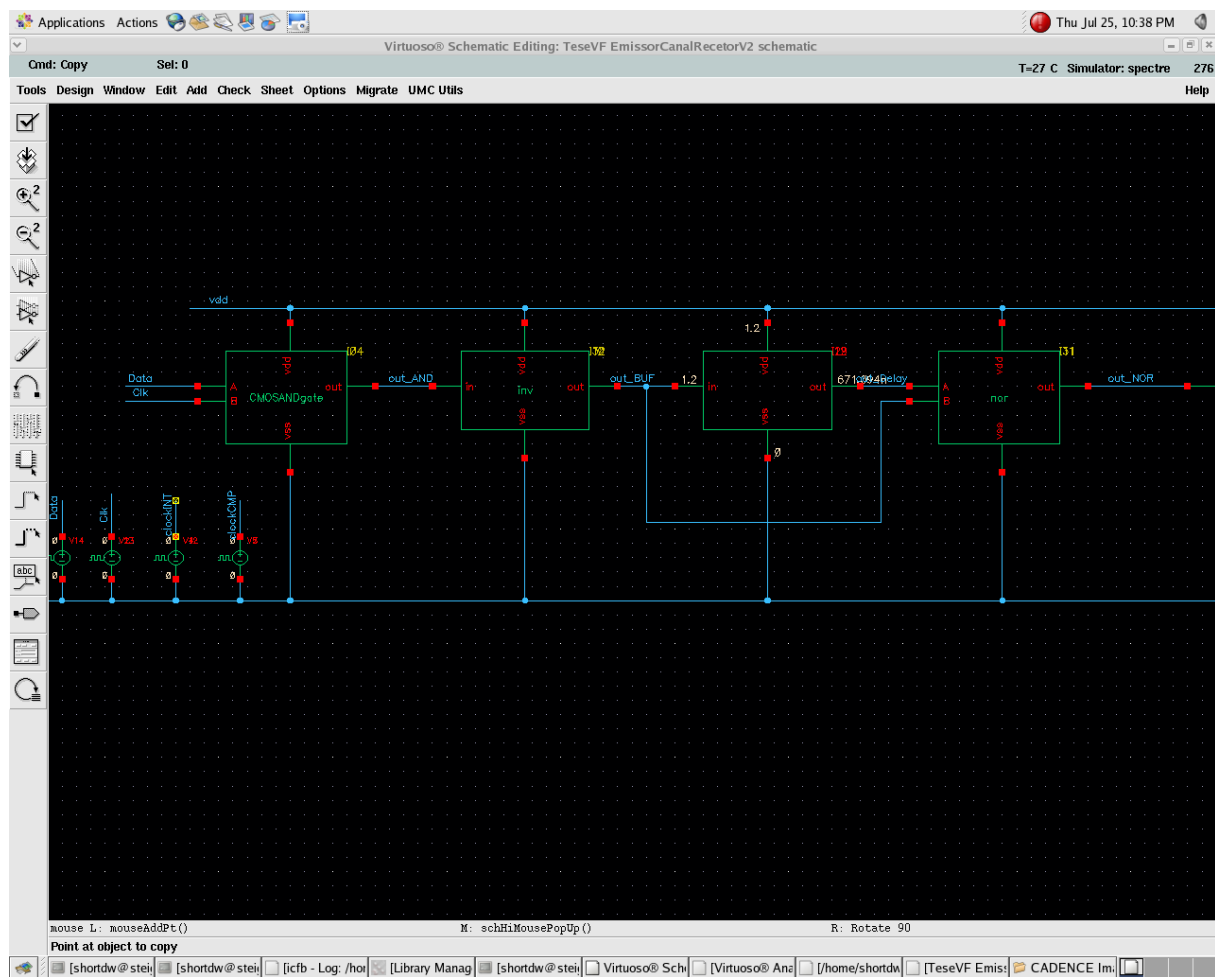


Figura 8.17 – Arquitectura Global do sistema UWB (Zoom 1).

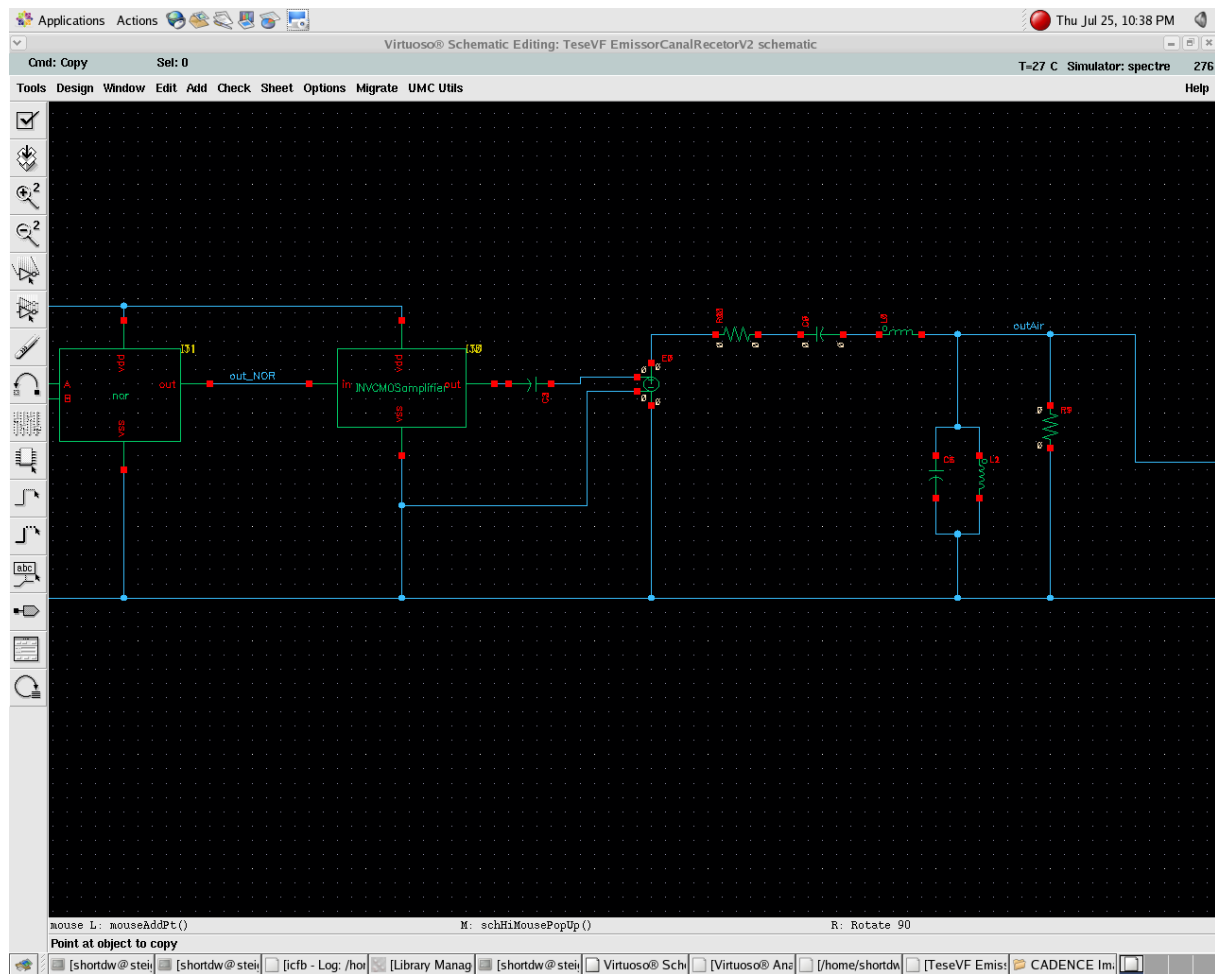


Figura 8.18 - Arquitetura Global do sistema UWB (Zoom 2).



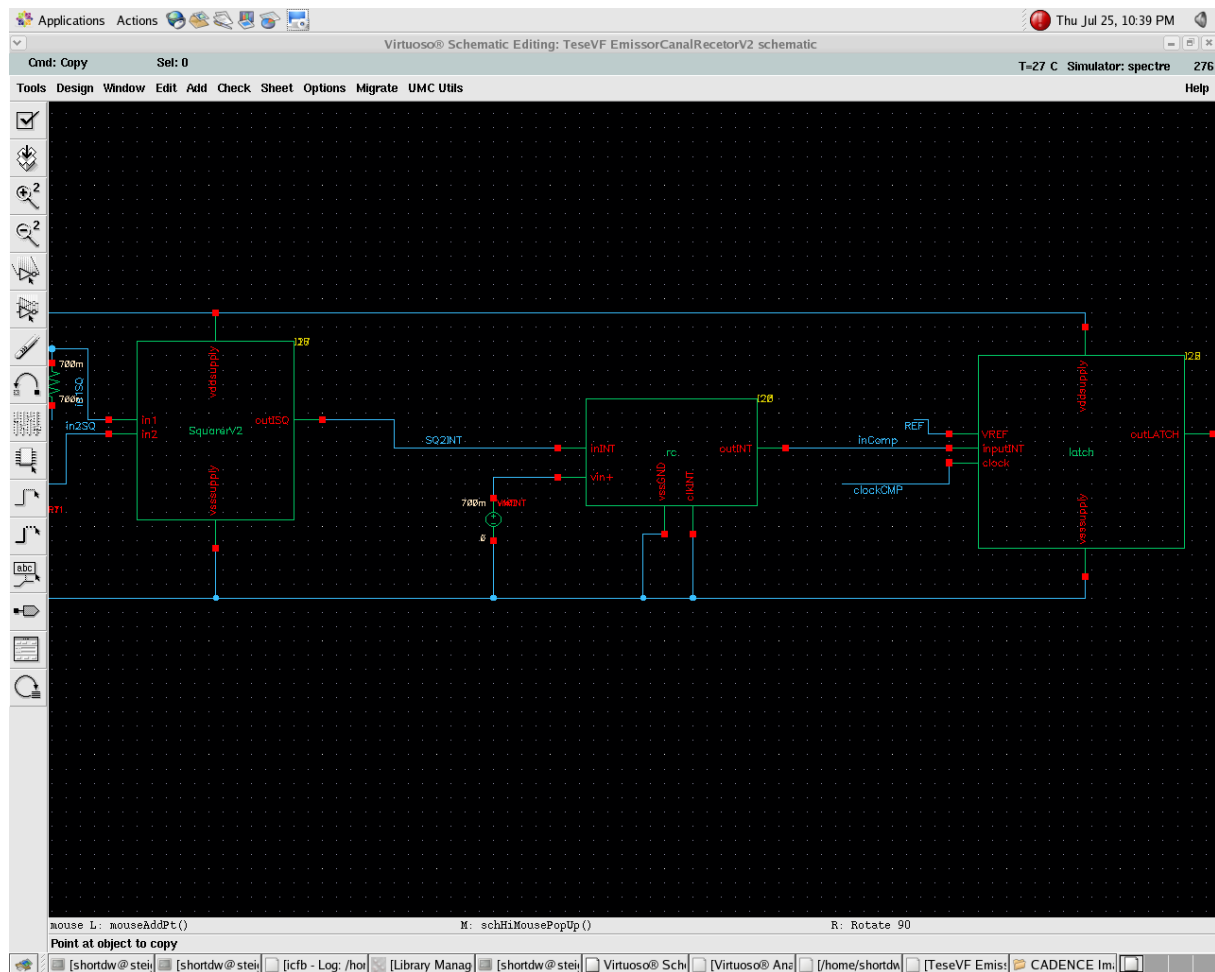


Figura 8.20 - Arquitetura Global do sistema UWB (Zoom 4).

8.5 Código MATLAB – Geração de Pulso Gaussiano

```
fc = 2E9; fs=100E9;
tc = gmonopuls('cutoff',fc);
t = -2*tc : 1/fs : 2*tc;
y = gmonopuls(t,fc); plot(t,y)
plot(abs(fft(y)))
L=64;
wvtool(gausswin(L))
L=64;
wvtool(gausswin(L))
fc = 2E9; fs=100E9;
tc = gmonopuls('cutoff',fc);
t = -2*tc : 1/fs : 2*tc;
y = gmonopuls(t,fc); plot(t,y)
help gaussian
help gpuls
tc = gauspuls('cutoff',50e3,0.6);
t = -tc : 1e-6 : tc;
yi = gauspuls(t,50e3,0.6);
plot(t,yi)
```